

**PRACA DYPLOMOWA – MAGISTERSKA**

inż. Adam Bartosik

**ANALIZA OGRANICZEŃ PARAMETRÓW LINIOWYCH  
WZMACNIACZY O MOCY DO 100W W PAŚMIE 1-30 MHz  
WYNIKAJĄCYCH Z WŁAŚCIWOŚCI TRANZYSTORÓW  
MOCY I ELEMENTÓW BIERNYCH**

**KIEROWNIK PRACY**

dr inż. Juliusz. Modzelewski

Ocena .....

.....  
*Podpis Przewodniczącego  
Komisji Egzaminu Dyplomowego*

Dyplomant: *Adam Bartosik*  
Kierunek: *Telekomunikacja*  
Specjalność: *Radiokomunikacja i Techniki  
Multimedialne*  
Data urodzenia: *12 października 1990r.*  
Data rozpoczęcia studiów: *luty 2013r.*

## **ŻYCIORYS**

Urodziłem się 12 października 1990 roku w Białymstoku. W 1997 roku rozpocząłem naukę w szkole podstawowej nr 3 im. Janusza Korczaka w Ostrowi Mazowieckiej, którą ukończyłem w 2003 roku. W latach 2003-2006 uczęszczałem do gimnazjum nr 3 w Ostrowi Mazowieckiej. Przez kolejne 3 lata uczęszczałem do Liceum Ogólnokształcącego im. Mikołaja Kopernika w Ostrowi Mazowieckiej. W 2009 roku zdałem egzamin maturalny i rozpocząłem studia na wydziale Elektroniki i Technik Informatycznych Politechniki Warszawskiej – specjalność Radiokomunikacja i Techniki Multimedialne. Studia inżynierskie ukończyłem w roku 2013 z wynikiem bardzo dobrym broniąc pracę pod tytułem „Przeciwsobny wzmacniacz mocy w klasie AB na pasmo 26-29MHz”. W tym samym roku podjąłem dzienne studia drugiego stopnia o kierunku Telekomunikacja – specjalność Radiokomunikacja i Techniki Multimedialne na Wydziale Elektroniki i Technik Informatycznych Politechniki Warszawskiej.

.....  
*podpis*

### **EGZAMIN DYPLOMOWY**

Złożył egzamin dyplomowy w dniu .....

z wynikiem .....

Ogólny wynik studiów .....

Dodatkowe uwagi i wnioski Komisji .....

.....

## STRESZCZENIE

W pracy przedstawiono analizę teoretyczną ograniczeń parametrów liniowych wzmacniaczy o mocy do 100W w paśmie  $1 \div 30\text{MHz}$  wynikających z właściwości tranzystorów mocy i elementów biernych oraz projekt, symulacje komputerowe, budowę i pomiary szerokopasmowego przeciwobnego liniowego wzmacniacza mocy wielkiej częstotliwości pracującego w klasie AB. Założono, że wzmacniacz ten powinien dostarczać moc do około 100W w całym paśmie  $1 \div 30\text{MHz}$ . Przyjęto, iż wzmacniacz ten będzie pracował w układzie transformatorowym a jako element aktywny zastosowany zostanie podwójny tranzystor mocy MOSFET typu SD703 firmy POLYFET.

Wstępny projekt wzmacniacza wykonano w oparciu o uproszczony model tranzystora złożony z charakterystyk statycznych i uśrednionych liniowych pojemności międzyelektrodowych. Projekt wzmacniacza zweryfikowano i zoptymalizowano podczas symulacji PSPICE.

Transformatory we wzmacniaczu wykonano jako szerokopasmowe nawinięte linią transmisyjną na rdzeniach ferromagnetycznych. Ze względu na brak w sprzedaży rdzeni ferromagnetycznych przeznaczonych na pasmo fal krótkich, charakteryzujących się dostateczną wartością przenikalności magnetycznej konieczne okazało się ograniczenie pasma pracy wzmacniacza do  $3 \div 30\text{MHz}$ .

Dla zbudowanego wzmacniacza zmierzono charakterystykę przejściową, charakterystyki parametrów energetycznych w funkcji wysterowania i w funkcji częstotliwości sygnału wejściowego. Zmierzono również poziomy zniekształceń nieliniowych w sygnale wyjściowym. Maksymalna moc, w całym paśmie pracy wzmacniacza wyjściowa wynosi 100W i jest zgodna z wartością założoną. Sprawność energetyczna zbudowanego wzmacniacza wynosi maksymalnie 54%.

# **Analysis of limitations for linear amplifiers with power to 100W in band 1-30 MHz resulting from properties of power transistors and passive elements**

## **SUMMARY**

This thesis presents a theoretical analysis of the limitations of parameters for linear amplifiers with power to 100W in band 1 ÷ 30MHz resulting from properties of power transistors and passive elements. Also presents the design, computer simulations, activating and testing of the broadband push-pull high-frequency power amplifier working in Class AB. It was assumed that the amplifier will provide output power about 100W in the frequency band 1 ÷ 30MHz. It was assumed that this will be transformer-coupled amplifier. Dual power MOSFET SD703 (Polyfet) is used as the active element in the amplifier.

The initial project was made on the basis of simplified model of transistor composed of static characteristics and averaged linear interelectrode capacitance. The design of the amplifier was verified and optimized during PSPICE simulations.

The amplifier uses broadband matching transmission-line transformers winded on ferromagnetic cores. Due to the lack of sales of ferromagnetic cores intended for the shortwave band, characterized by adequate magnetic permeability value it was necessary to limit the amplifier bandwidth up to 3 ÷ 30MHz.

For the built power amplifier transfer characteristics and characteristics of energy performance as a function of drive and frequency of input signal were measured. Also measured levels of nonlinear distortions in the output signal. Maximum output power is 100W and is consistent with the assumed value. Measured efficiency of the amplifier amounts to 54%.

*Składam serdeczne podziękowania  
**Panu dr inż. Juliuszowi Modzelewskiemu**  
za okazaną życzliwość, cenne uwagi merytoryczne,  
poświęcony czas oraz nieocenioną pomoc przy tworzeniu pracy.*

*Składam serdeczne podziękowania  
Fundacji Wspierania Rozwoju  
Radiokomunikacji i Technik Multimedialnych  
za stypendium przyznane  
na czas tworzenia niniejszej pracy.*

## SPIS TREŚCI

<b>Streszczenie</b> .....	3
<b>1. Wstęp</b> .....	10
<b>2. Wprowadzenie teoretyczne</b> .....	12
2.1. Zakres zastosowań liniowych szerokopasmowych wzmacniaczy mocy w.cz... 12	
2.2. Klasy pracy tranzystorów we wzmacniaczach mocy w.cz. .... 12	
2.3. Układy liniowych szerokopasmowych wzmacniaczy mocy w.cz. .... 15	
2.4. Transformatory szerokopasmowe ..... 19	
2.5. Model tranzystora MOSFET przyjęty do analizy i projektowania wzmacniacza ..... 26	
<b>3. Teoretyczna analiza ograniczeń parametrów liniowych wzmacniaczy szerokopasmowych</b> .....	28
3.1. Wpływ pojemności wyjściowej tranzystora .....	29
3.2. Wpływ pojemności wejściowej tranzystora .....	30
3.3. Wpływ indukcyjności głównych transformatorów .....	33
3.4. Wpływ indukcyjności rozproszenia transformatorów .....	35
3.5. Wpływ pojemności pasożytniczych transformatorów szerokopasmowych .....	37
3.6. Wpływ parametrów transformatorów szerokopasmowych z wykorzystaniem linii długiej .....	41
<b>4. Projekt wzmacniacza mocy</b> .....	43
4.1. Wymagane parametry projektowanego wzmacniacza w.cz. .... 43	
4.2. Zastosowana metoda projektowa .....	43
4.3. Schemat projektowanego wzmacniacza mocy w.cz. .... 44	
4.4. Wybór tranzystora mocy .....	45
4.5. Analiza warunków pracy tranzystora .....	47
4.6. Dokładniejsze oszacowanie mocy traconej w tranzystorach w klasie AB .....	57
4.7. Projekt obwodu wyjściowego .....	63
4.8. Projekt obwodu wejściowego .....	65
<b>5. Symulacje i optymalizacja zaprojektowanego wzmacniacza</b> .....	71
5.1. Analiza symulacyjna obwodu wyjściowego wzmacniacza mocy..... 71	
5.2. Uzyskanie dopasowania na wejściu wzmacniacza .....	78
5.2.1. Wyznaczenie wielkosygnałowej impedancji wejściowej tranzystora SD703 w projektowanym wzmacniaczu .....	78

5.2.2.	Wyznaczenie wielkosygnalowej impedancji wejściowej kompletnego wzmacniacza i jej optymalizacja .....	80
5.3.	Wyznaczenie przebiegów czasowych .....	83
5.4.	Wyznaczenie charakterystyki przejściowej i charakterystyk parametrów energetycznych wzmacniacza w funkcji wysterowania .....	92
5.5.	Wyznaczenie charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza .....	94
<b>6.</b>	<b>Budowa wzmacniacza .....</b>	<b>97</b>
6.1.	Budowa i pomiary transformatorów .....	97
6.1.1.	Symetryzator w obwodzie wejściowym .....	97
6.1.2.	Symetryzator w obwodzie wyjściowym .....	98
6.1.3.	Transformator szerokopasmowy w obwodzie wyjściowym .....	100
6.2.	Uzupełnienia projektu wzmacniacza .....	101
6.2.1.	Obwód zasilania .....	101
6.2.2.	Obwód polaryzacji bramek tranzystora mocy .....	104
6.3.	Przyjęty układ badanego wzmacniacza .....	107
6.3.1.	Pełny schemat .....	107
6.3.2.	Wykaz zastosowanych elementów .....	108
6.4.	Obliczenia radiatora tranzystorów mocy .....	111
6.5.	Projekt płytki drukowanej .....	112
6.6.	Montaż wzmacniacza .....	113
<b>7.</b>	<b>Uruchomianie, strojenie i pomiary zbudowanego wzmacniacza .....</b>	<b>114</b>
7.1.	Pomiary impedancji obciążenia pojedynczego tranzystora .....	114
7.2.	Ostateczny schemat ideowy zaprojektowanego wzmacniacza mocy .....	115
7.3.	Układ pomiarowy .....	116
7.4.	Wyniki pomiarów .....	116
7.4.1.	Przebiegi czasowe .....	116
7.4.2.	Charakterystyki przejściowe i charakterystyki parametrów energetycznych w funkcji wysterowania .....	130
7.4.3.	Charakterystyki częstotliwościowe .....	134
7.4.4.	Dynamiczne charakterystyki przejściowe wzmacniacza .....	137
7.4.5.	Widmo sygnału wyjściowego .....	141
7.4.6.	Pomiar zniekształceń intermodulacyjnych metodą dwutonową .....	142
	<b>Podsumowanie .....</b>	<b>144</b>
	<b>Bibliografia .....</b>	<b>147</b>



<b>Dodatki</b> .....	150
D.1. Wyniki badań wpływu indukcyjności głównej oraz współczynnika sprzężenia magnetycznego Tr2 i Tr3 na zastępczą indukcyjność główną .....	151
D.2. Punkty charakterystyk wzmacniacza wyznaczone podczas symulacji PSPICE (metodą .TRAN) .....	157
D.3. Zastosowane przyrządy pomiarowe .....	161
D.4. Wyniki pomiarów charakterystyk zbudowanego wzmacniacza .....	162

## 1. WSTĘP

Liniowe wzmacniacze mocy stosowane są w nadajnikach systemów radiokomunikacyjnych i radiodyfuzyjnych, w których modulowana jest amplituda przebiegu nośnego. Są to tradycyjne systemy analogowe z modulacją AM i SSB, w których wzmacniane są sygnały przenoszące informację w swojej obwiedni, oraz systemy cyfrowe z modulacją OFDM, w których należy wzmocnić sumę zmodulowanych podnośnych.

Wzmacniacze liniowe można podzielić na wzmacniacze szerokopasmowe i wąskopasmowe. Wzmacniacze szerokopasmowe wzmacniają sygnały o szerokim widmie częstotliwości. Mogą pracować w klasie A i AB. Szerokopasmowy wzmacniacz pracujący w klasie A może być budowany w układzie pojedynczym lub układzie przeciwobnym, natomiast taki wzmacniacz pracujący w klasie AB musi być zrealizowany w układzie przeciwobnym. Najczęściej jednak wzmacniacze szerokopasmowe budowane są w układzie przeciwobnym w klasie AB, która zapewnia większą sprawność energetyczną niż klasa A.

Wzmacniacze wąskopasmowe (selektywne) wzmacniają sygnały, których całe widmo zawiera się w wąskim przedziale w stosunku do częstotliwości środkowej. Są to wzmacniacze rezonansowe, w których pasmo przenoszonych częstotliwości ograniczone jest przez obwód rezonansowy. Liniowe wzmacniacze selektywne, podobnie jak wzmacniacze szerokopasmowe, mogą pracować w klasie A i AB, przy czym wzmacniacz pracujący w klasie AB w tym przypadku może być zrealizowany zarówno w układzie pojedynczym jak i przeciwobnym.

Wzmacniacze szerokopasmowe są wzmacniaczami niestrojonymi (nazywanymi także wzmacniaczami aperiodycznymi). W przeciwieństwie do wzmacniaczy selektywnych, nie wymagają one bowiem strojenia obwodów przy każdorazowej zmianie kanału łączności. Są zatem szczególnie korzystne w przypadku nadajników dużej mocy z sumowaniem mocy z wielu elementarnych stopni, gdyż pozwalają ograniczyć liczbę bloków wymagających strojenia do jednego filtru wyjściowego.

Projektowanie wzmacniaczy szerokopasmowych wymaga rozwiązania wielu często specyficznych i trudnych problemów, z których do najważniejszych należy uzyskanie płaskich charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza w wymaganym paśmie oraz

efektywna „wymiana” wzmocnienia zastosowanych elementów aktywnych na pasmo przenoszonych częstotliwości.

Celem niniejszej pracy jest analiza ograniczeń parametrów liniowych wzmacniaczy o mocy do 100W w paśmie  $1 \div 30$ MHz wynikających z właściwości tranzystorów mocy i elementów biernych.

Praca obejmuje:

1. Analizę teoretyczną i symulacyjną skutków indukcyjności rozproszenia, indukcyjności głównej i pojemności między uzwojeniami transformatorów szerokopasmowych.
2. Analizę teoretyczną i symulacyjną skutków pojemności międzyelektrodowych tranzystorów mocy.
3. Projekt, budowę i testowanie doświadczalnego wzmacniacza o mocy kilkudziesięciu watów w paśmie  $1 \div 30$ MHz.

## **2. WPROWADZENIE TEORETYCZNE**

### **2.1. Zakres zastosowań liniowych szerokopasmowych wzmacniaczy mocy w. cz.**

Wzmacniacze liniowe umożliwiające wzmacnianie sygnałów o szerokim widmie częstotliwości określane są mianem wzmacniaczy szerokopasmowych lub aperiodycznych.

Wzmacniacze szerokopasmowe są wzmacniaczami niestrojonymi, co oznacza, że w przeciwieństwie do wzmacniaczy selektywnych, nie wymagają strojenia obwodów przy każdorazowej zmianie kanału łączności.

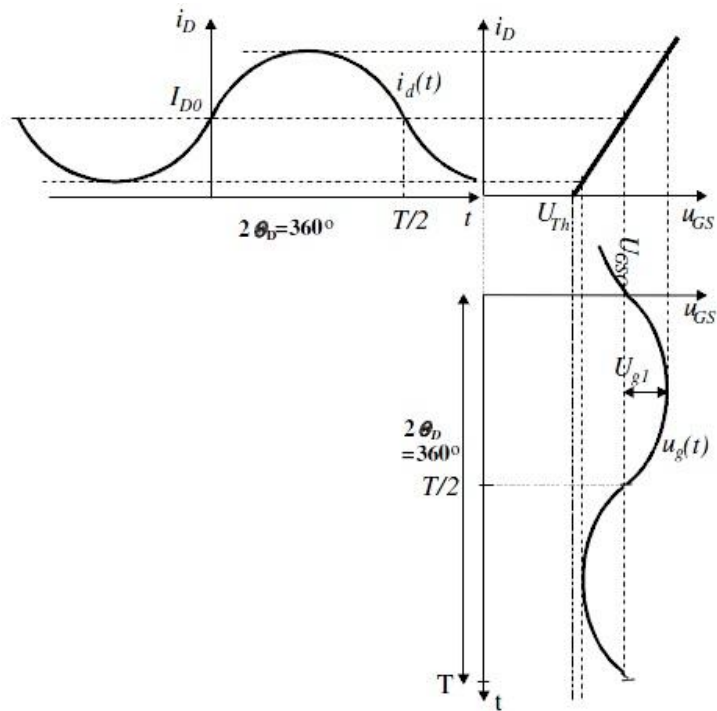
Liniowe wzmacniacze mocy stosowane są w nadajnikach systemów radiokomunikacyjnych i radiodyfuzyjnych, w których modulowana jest amplituda przebiegu nośnego. Są to nie tylko tradycyjne systemy analogowe z modulacją AM i SSB ale również cyfrowe systemy radiokomunikacyjne i radiodyfuzyjne z modulacją OFDM (telewizja cyfrowa, radiofonia DRM).

Niestrojone, szerokopasmowe wzmacniacze mocy są wykorzystywane w systemach radiokomunikacyjnych wymagających częstej zmiany kanału łączności w szerokim zakresie częstotliwości, m.in. w krótkofalowych nadajnikach radiokomunikacyjnych, gdzie zazwyczaj wymagana jest możliwość pracy w dowolnym kanale z całego zakresu fal krótkich.

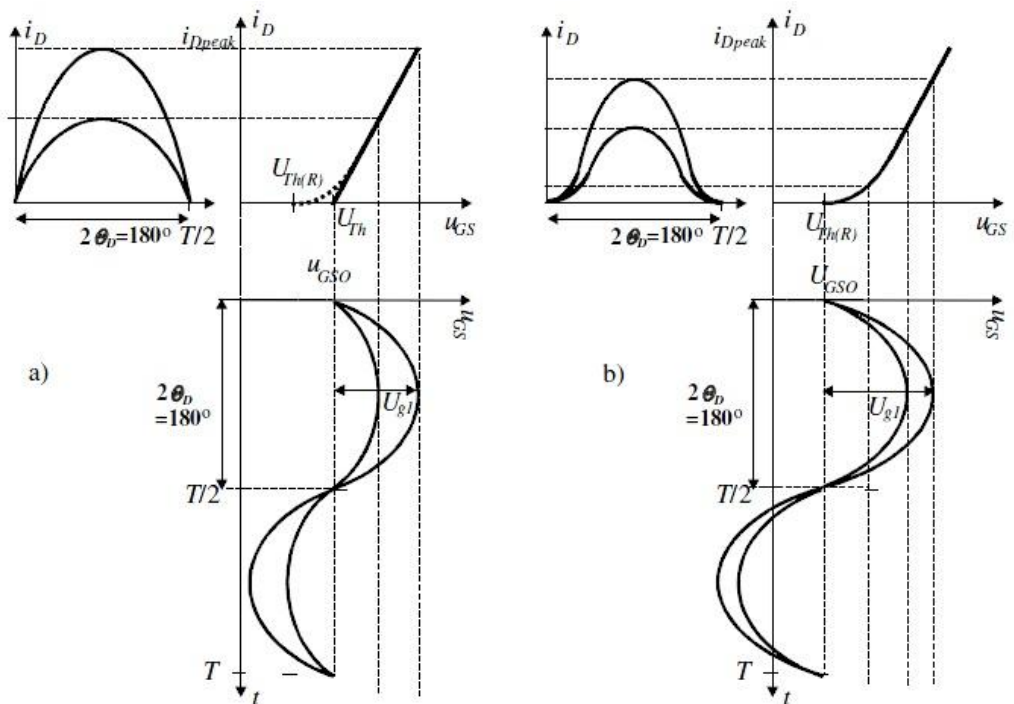
### **2.2. Klasy pracy tranzystorów we wzmacniaczach mocy w. cz.**

We wzmacniaczach mocy klasa pracy elementu aktywnego wynika z wartości kąta przepływu  $2\theta_D$  prądu elementu aktywnego. Kąt przepływu definiowany jest jako stosunek czasu przewodzenia tego elementu do okresu wzmacnianego przebiegu pomnożony przez wartość kąta pełnego ( $2\pi$ ). O wartości tego kąta decyduje położenie spoczynkowego punktu pracy w obszarze charakterystyk przejściowych elementu aktywnego (bez sygnału wejściowego) oraz amplituda sygnału wejściowego. Zatem klasa pracy elementu aktywnego może zmieniać się przy zmianie wysterowania [1].

Dla tranzystora pracującego w klasie A kąt przepływu prądu drenu wynosi  $2\theta_D = 360^\circ$ . Element aktywny przez cały czas pracuje zatem w stanie aktywnym a składowa zmienna prądu drenu tranzystora jest równokształtna z napięciem sterującym bramkę tranzystora – rys. 2.1.



Rys. 2.1. Przebiegi prądu drenu oraz napięcia bramka-źródło tranzystora pracującego w klasie A [2]

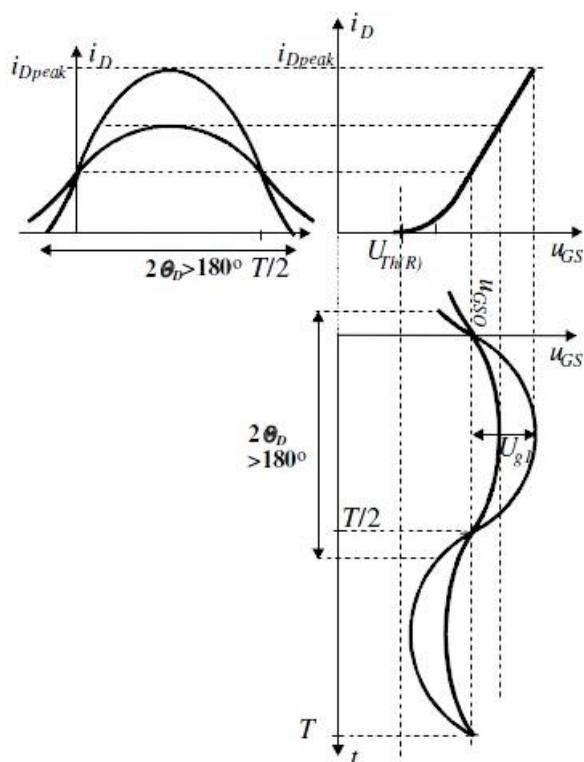


Rys. 2.2. Idealizowane (a) i rzeczywiste (b) przebiegi prądu drenu i napięcia bramka-źródło tranzystora pracującego w klasie B [2]

W klasie B spoczynkowy punkt pracy umieszczony jest w początku charakterystyki przejściowej tranzystora. Prąd drenu tranzystora płynie zatem jedynie przez dodatni

półokres sygnału sterującego ( $2\theta_D = 180^\circ$ ), natomiast przez drugą połowę okresu tranzystor znajduje się w stanie zatkania (wyłączenia) – rys. 2.2a.

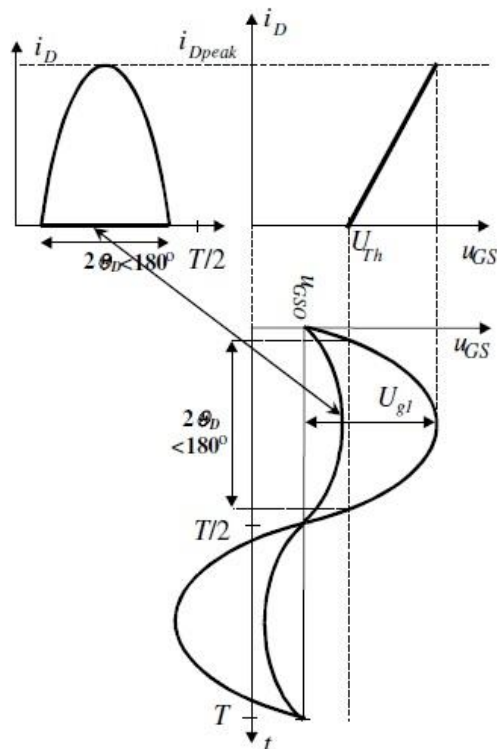
Charakterystyka przejściowa rzeczywistego elementu aktywnego nie jest jednak linią prostą lecz krzywą o nachyleniu znacznie mniejszym dla małych wartości napięcia sterującego niż przy dużych wartościach tego napięcia (rys. 2.2b). Przebieg prądu drenu rzeczywistego tranzystora pracującego w klasie B jest zatem odkształcony w stosunku do połowy sinusoidy. Wielkość tego zniekształcenia jest tym większa, im mniejsza jest amplituda napięcia sterującego bramkę tranzystora.



Rys. 2.3. Przebiegi prądu drenu oraz napięcia bramka-źródło tranzystora pracującego w klasie AB [2]

Jeżeli przebieg impulsów prądu drenu ma być niezniekształcony również przy małych amplitudach sygnału sterującego to spoczynkowy punkt pracy tranzystora należy umieścić w obszarze jego przewodzenia. Takie warunki pracy elementu aktywnego nazywamy klasą AB. W tranzystorze pracującym w tej klasie kąt przepływu prądu drenu zależy od amplitudy napięcia sterującego. Dla małych wartości napięcia sterującego tranzystor pracuje w klasie A, natomiast wraz ze wzrostem amplitudy tego napięcia maleje kąt przepływu prądu drenu i tranzystor pracuje w warunkach bliskich klasie B:  $180^\circ < 2\theta_D \leq 360^\circ$ . Element aktywny przez większą część okresu pracuje zatem w stanie

aktywnym ale również przechodzi w stan wyłączenia, jeżeli amplituda sygnału wejściowego jest dostatecznie duża – rys. 2.3.



Rys. 2.4. Przebiegi prądu drenu oraz napięcia bramka-źródło tranzystora pracującego w klasie C [2]

Element aktywny w układach mocy może również pracować w klasie C, w której spoczynkowy punkt pracy umieszczony jest w obszarze jego zatkania. Prąd drenu płynie wówczas jedynie przez część dodatniego półokresu sygnału sterującego ( $2\theta_D < 180^\circ$ ) - rys. 2.4. Ponadto w klasie C tranzystor nie reaguje na sygnał sterujący o zbyt małej amplitudzie.

### 2.3. Układy liniowych szerokopasmowych wzmacniaczy mocy w.cz.

Jeżeli górna częstotliwość graniczna wzmacniacza jest większa bądź równa podwojonej wartości dolnej częstotliwości granicznej, to wzmacniacz taki musi być liniowym wzmacniaczem niestrojonym [1]. Wyjściowy sygnał sinusoidalny nie może być bowiem uzyskiwany drogą filtracji odkształconych przebiegów prądu i napięcia elementu aktywnego, jeśli w paśmie pracy wzmacniacza znajdują się harmoniczne niższych częstotliwości sygnału wejściowego. Brak filtracji powoduje, że składowe zmienne prądu i

napięcia elementu aktywnego muszą być liniową funkcją napięcia wejściowego (i wyjściowego). Liniowe szerokopasmowe wzmacniacze mocy wielkiej częstotliwości mogą zatem pracować jedynie w klasie A, AB oraz teoretycznie w klasie B. Wzmacniacze pracujące w klasie A można zrealizować w układzie pojedynczym (single-ended) lub przeciwsobnym (push-pull). We wzmacniaczach niestrojonych, pracujących w klasie AB (oraz B) konieczne jest zastosowanie układu przeciwsobnego (w którym każdy tranzystor wzmacnia jedynie część okresu sygnału wejściowego).

Niestrojony wzmacniacz asymetryczny zawiera pojedynczy element aktywny (tranzystor) pracujący w klasie A, który odpowiada za wzmocnienie całości sygnału. Zaletą wzmacniacza pracującego w tej klasie są małe zniekształcenia nieliniowe wzmacnianego sygnału (szczególnie przy małym wysterowaniu) ze względu na pracę elementu aktywnego w najbardziej liniowej części jego charakterystyki przejściowej. Wadą tego rozwiązania jest mała sprawność energetyczna (maksymalnie 50%) wynikająca z właściwości klasy A, w której prąd zasilania nie zależy od wysterowania wzmacniacza. Wzmacniacz pracujący w klasie A pozwala także na uzyskanie stosunkowo małej mocy wyjściowej (w odniesieniu do wzmacniacza przeciwsobnego), co wynika z zastosowania pojedynczego elementu aktywnego oraz niskiej sprawności energetycznej.

W sytuacjach, w których wymagana jest duża moc wyjściowa oraz niski poziom zniekształceń nieliniowych, stosuje się wzmacniacze przeciwsobne.

We wzmacniaczu przeciwsobnym zastosowana jest para takich samych elementów aktywnych (T1 i T2), które sterowane są w przeciwfazie, przykładowo T1 sygnałem  $u_{we}(t)$  a T2 sygnałem  $-u_{we}(t)$ . W transformatorowym wzmacniaczu przeciwsobnym proces ten odbywa się za pomocą transformatora wejściowego (Tr1) z dwoma jednakowymi uzwojeniami wtórnymi - rys 2.5. Transformator wejściowy realizuje również transformację rezystancji wejściowej elementów aktywnych do wartości wymaganej przez źródło sygnału sterującego  $u_{we}(t)$ . Prąd w obciążeniu  $R_o$  wzmacniacza przeciwsobnego  $i_{wy}(t)$  jest proporcjonalny do różnicy prądów obu elementów aktywnych  $i_{wy} \sim i_{D1} - i_{D2}$ . We wzmacniaczu transformatorowym odejmowanie prądów  $i_{D1}$ ,  $i_{D2}$  realizowane jest w transformatorze wyjściowym Tr2 z dwoma jednakowymi uzwojeniami pierwotnymi. Transformator wejściowy realizuje ponadto transformację rezystancji obciążenia  $R_o$  do wartości  $R_d$  wymaganej przez każdy z elementów aktywnych T1, T2.

Przeciwsobny wzmacniacz mocy może pracować również w układzie beztransformatorowym. Układ taki jest najczęściej stosowany w akustycznych wzmacniaczach mocy. Rezystancja obciążenia w tych wzmacniaczach wynosi od kilku do

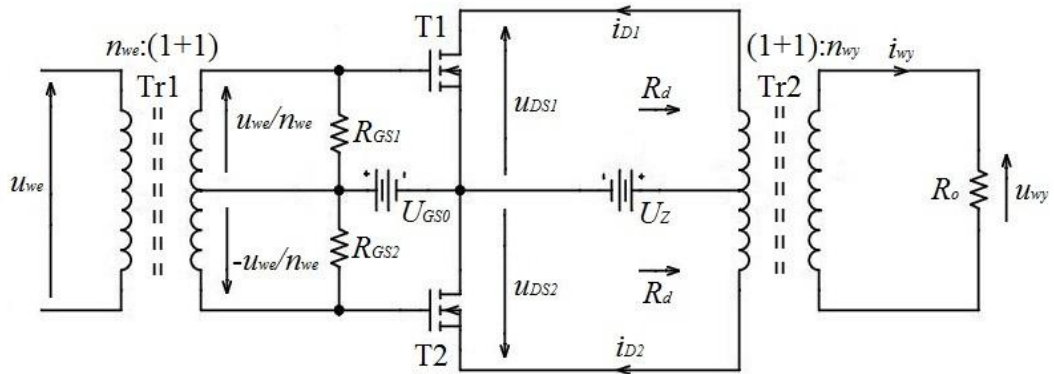


kilkunastu omów, a ich górna częstotliwość graniczna jest rzędu kilkudziesięciu kHz. Niestety przy wyższych częstotliwościach pracy objawia się asymetria takiego układu, gdyż nie jest on symetryczny względem masy. Mimo, iż transformator mocy nie jest łatwy do wykonania, to wykorzystanie układu transformatorowego pozwala na uproszczenie wzmacniacza w. cz., a także na zachowanie jego symetrii i dopasowanie na wejściu i na wyjściu przy częstotliwościach używanych w systemach radiokomunikacyjnych i radiodfuzyjnych.

Niestrojony wzmacniacz przeciwobny może pracować w klasie A, AB (i B).

W klasie A oba elementy aktywne w czasie całego okresu sygnału wejściowego pracują w stanie aktywnym. Prądy drenu obu tranzystorów płyną przez transformator wyjściowy (Tr2) w przeciwnych kierunkach, a zatem ich składowe zmienne są odejmowane w uzwojeniu wtórnym transformatora wyjściowego. Natomiast składowe stałe tych prądów znoszą się, nie powodując magnesowania rdzenia transformatora.

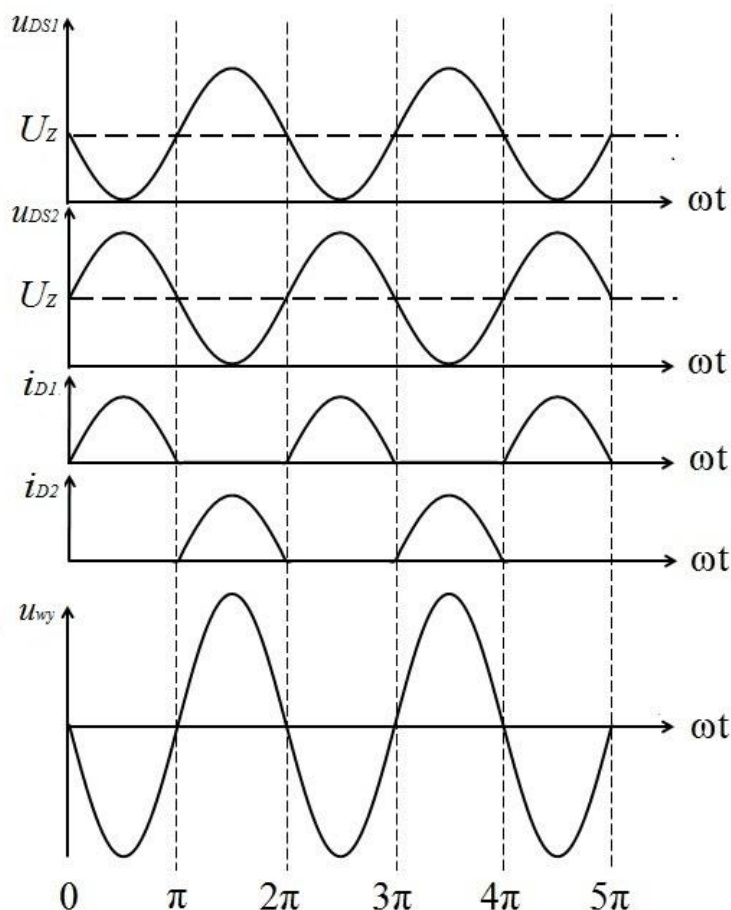
Działanie szerokopasmowego wzmacniacza przeciwobnego klasy B i AB opiera się na spostrzeżeniu, że możliwe jest uzyskanie mało zniekształconego sinusoidalnego sygnału wyjściowego, jako różnicę odkształconych przebiegów prądu dwóch elementów aktywnych mających postać dodatnich połówek sinusoidy przesuniętych między sobą w fazie o  $180^\circ$ .



Rys. 2.5. Ogólny schemat przeciwobnego transformatorowego wzmacniacza mocy z tranzystorami MOSFET

W klasie B punkt pracy każdego z elementów aktywnych umieszczony jest w początku jego charakterystyki przejściowej (rys. 2.2) co oznacza, że tranzystor reaguje jedynie na dodatnią część sygnału sterującego. Zatem przy sinusoidalnym sygnale sterującym tranzystory pracują naprzemiennie. W pierwszym półokresie sygnału sterującego  $0 - T/2$

przewodzi tranzystor T1 a jego prąd drenu jest równokształtny z sygnałem sterującym natomiast tranzystor T2 jest zatkany. W drugim półokresie  $T/2 - T$  zatkany jest tranzystor T1, natomiast przewodzi tranzystor T2, a jego prądu drenu jest równokształtny z sygnałem sterującym odwróconym w fazie – rys. 2.6.

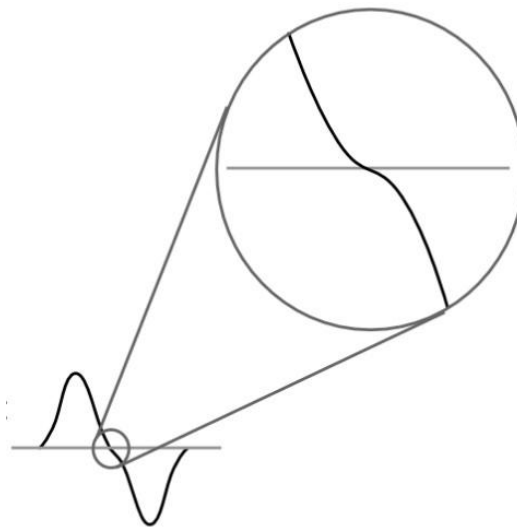


Rys. 2.6. Przebiegi napięć i prądów w przeciwobnym wzmacniaczu mocy klasy B

Szerokopasmowy wzmacniacz przeciwobny klasy B z rzeczywistymi tranzystorami powoduje zniekształcenia przebiegu wzmacnianego sygnału (tzw. zniekształcenia skrośne) [4], które są wynikiem silnej nieliniowości początkowego odcinka rzeczywistych charakterystyk przejściowych elementów aktywnych (p. 2.2) – rys. 2.7. Z tego powodu większość niestrojonych wzmacniaczy przeciwobnych projektowana jest w klasie AB, jednak bliskiej klasie B. Dzięki temu przy małym wysterowaniu tranzystory pracują w klasie A (nie powodując zniekształceń nieliniowych). Natomiast przy dostatecznie dużym wysterowaniu kąt przewodzenia wynosi niewiele ponad  $180^\circ$ , a zatem można uzyskać dużą sprawność energetyczną (niewiele niższą niż w klasie B) i dużą moc wyjściową. Klasa AB

pozwała więc zminimalizować zniekształcenia nieliniowe zarówno przy małym jak i przy dużym wysterowaniu. W sygnale wyjściowym wzmacniacza przeciwobnego nie występują bowiem parzyste harmoniczne sygnału sterującego.

Prawidłowe zsumowanie sygnałów we wzmacniaczach przeciwobnych wymaga dobrze dobranej pary tranzystorów o możliwie identycznych charakterystykach statycznych oraz dokładnie symetrycznego nawinięcia transformatora wejściowego i wyjściowego.



Rys. 2.7. Zniekształcenia skrośne we wzmacniaczu przeciwobnym pracującym w klasie B

## 2.4. Transformatory szerokopasmowe

Transformator wejściowy (Tr1) w przeciwobnym wzmacniaczu transformatorowym powinien zapewnić wymaganą stałą przekładni  $n_{we}:(1+1)$  i dokładną symetrię składowych zmiennych napięć  $u_{GS1}(t), u_{GS2}(t)$  sterujących elementy aktywne T1, T2 (rys. 2.5):

$$u_{gs1} = \frac{u_{we}}{n_{we}}, u_{gs2} = -\frac{u_{we}}{n_{we}} \quad (2.1)$$

dla sygnału wejściowego  $u_{we}(t)$  o częstotliwościach w zakresie przyjętego pasma wzmacniacza  $f_{wemin}, f_{wemax}$ . Wartość przekładni  $n_{we}$  wynika z rezystancji wejściowej

elementów aktywnych  $R_{in}$ , wartości rezystorów bocznikujących  $R_{GS}$  i wymaganej rezystancji wejściowej wzmacniacza  $R_{we}$  [3]:

$$n_{we} = \sqrt{\frac{2R_{we}}{R_{in} \parallel R_{GS}}} \quad (2.2)$$

Transformator wyjściowy (Tr2) przeciwobnego wzmacniacza transformatorowego o przekładni (1+1) :  $n_{wy}$  powinien zapewnić odejmowanie prądów  $i_{D1}, i_{D2}$ :

$$i_{wy} = \frac{i_{D1} - i_{D2}}{n_{wy}} \quad (2.3)$$

i stałą wartość przekładni  $n_{wy}$  w paśmie  $f_{wemin}, f_{wemax}$ . Powinien ponadto zapewnić 100% sprzężenie napięciowe z odwróceniem fazy między elektrodami wyjściowymi elementów aktywnych:

$$u_{ds1} = -u_{ds2} \quad (2.4)$$

Sprzężenie to zapewnia sinusoidalny przebieg składowej zmiennej napięcia  $u_{DS1}(t)$  i  $u_{DS2}(t)$  przy pracy w klasie B i AB (rys. 2.6) [1].

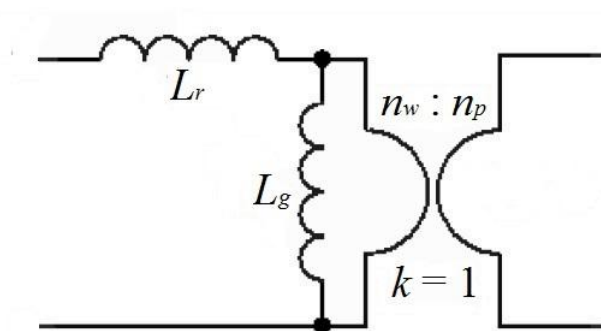
W przypadku rzeczywistych transformatorów szerokopasmowych warunki 2.1 - 2.4 mogą być spełnione jedynie w przybliżeniu.

W zakresie niewielkich częstotliwości roboczych (do ok. 30MHz), gdy wpływ parametrów pasozytniczych jest niewielki, transformator wejściowy i wyjściowy w przeciwobnym wzmacniaczu mocy (rys. 2.5) może zostać zrealizowany w układzie klasycznym. Transformator taki, w najprostszej wersji z jednym wejściem i jednym wyjściem, składa się z dwóch uzwojeń, które są sprzężone ze sobą magnetycznie. Uzwojenia nawinięte są na rdzeń wykonany z materiału ferromagnetycznego. Przenoszenie mocy pomiędzy uzwojeniami odbywa się za pośrednictwem strumienia magnetycznego wywołanego w rdzeniu przepływem prądu w uzwojeniach. W przypadku wzmacniaczy przeciwobnych, transformatory (wejściowy i wyjściowy) są bardziej skomplikowane, gdyż zawierają po trzy uzwojenia, które muszą być ze sobą dostatecznie silnie sprzężone.

W przypadku szerokopasmowych transformatorów w.cz. (3-30MHz) materiał rdzenia ferromagnetycznego ma stosunkową niską przenikalność magnetyczną (poniżej 100). Dlatego uzyskanie dostatecznie silnego sprzężenia magnetycznego między uzwojeniem pierwotnym a wtórnym wymagana nawijania uzwojeń skrętką złożoną z odpowiedniej liczby oddzielnych, izolowanych przewodów. Przykładowo dla transformatora o przekładni 1:1 skrętka zawiera 2 przewody, dla przekładni 2:1 – trzy przewody, dla przekładni 3:1 – cztery przewody. Każde uzwojenie tworzy się łącząc szeregowo wymaganą liczbę elementarnych cewek. Przekładnia transformatora szerokopasmowego w.cz. jest więc liczbą całkowitą ( $n:1$  lub  $1:n$ ) albo wymierną ( $n_1/n_2$ ), przy czym wartości  $n$  ( $n_1, n_2$ ) są małe (1,2,3).

Transformator o przekładni  $n = n_w/n_p$  (gdzie  $n_p$ ,  $n_w$  – liczba cewek tworzących uzwojenie pierwotne i uzwojenie wtórne) można być modelowany na dwa różne sposoby, uwzględniające jego podstawowe parametry, tj. przekładnię, indukcyjność główną oraz indukcyjność rozproszenia.

Pierwszym sposobem jest przedstawienie transformatora szerokopasmowego jako układu złożonego z transformatora idealnego o przekładni napięciowej  $n_w/n_p$ , dołączonej równolegle cewki  $L_g$  odpowiadającej indukcyjności głównej transformatora oraz dołączonej szeregowo cewki  $L_r$  równej co do wartości indukcyjności rozproszenia modelowanego transformatora (rys. 2.8) [5].



Rys. 2.8. Model transformatora o przekładni napięciowej  $n_w:n_p$ , indukcyjności głównej  $L_g$  i indukcyjności rozproszenia  $L_r$

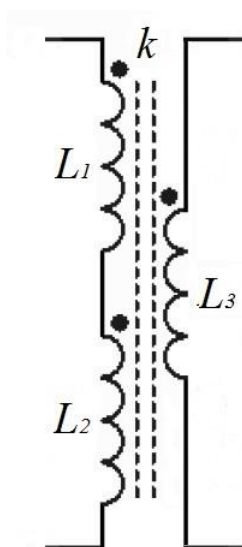
Drugi sposób to przedstawienie transformatora szerokopasmowego za pomocą sprzężonych między sobą  $n_p+n_w$  jednakowych elementarnych cewek (rys. 2.9). Sprzężenie magnetyczne dwóch cewek opisane jest przez bezwymiarowy współczynnik sprzężenia magnetycznego  $k$ :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.5)$$

gdzie:  $L_1, L_2$  – indukcyjności własne uzwojeń,  $M$  – indukcyjność wzajemna.

Indukcyjność główna  $L_g$  równa jest wypadkowej indukcyjności uzwojenia pierwotnego danego transformatora. Indukcyjność rozproszenia wyraża się natomiast wzorem:

$$L_r = L_g(1 - k^2) \quad (2.6)$$



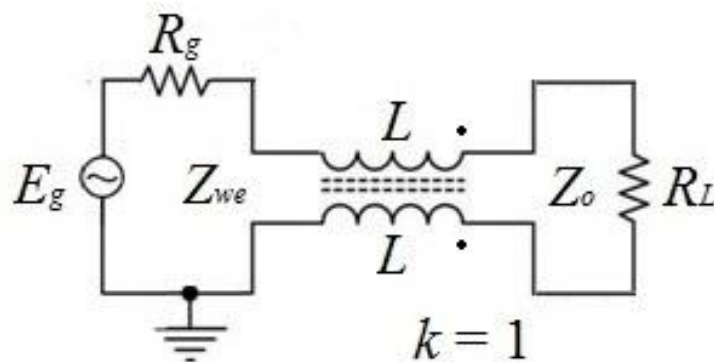
Rys. 2.9. Model transformatora o przekładni napięciowej 2:1 ( $L_1 = L_2 = L_3$ )

Drugi sposób modelowania transformatora jest bardziej praktyczny w obliczeniach numerycznych i dlatego też stosowany jest w programie PSPICE do symulacji komputerowych układów elektronicznych. Pierwszy sposób wykorzystywany jest natomiast na etapie obliczeń projektowych.

Przy projektowaniu transformatora na wysokie częstotliwości (30MHz – 1GHz) konieczne jest uwzględnienie efektów rezonansowych wynikających z obecności pasożytniczych pojemności międzyzwojowych (rezonansów własnych uzwojeń), pojemności między uzwojeniami oraz indukcyjności rozproszenia. Dodatkową trudność stanowi przy tym uzyskanie materiału ferromagnetycznego, charakteryzującego się w zakresie wielkich częstotliwości małymi stratami przy dużych gęstościach strumienia magnetycznego w rdzeniu. Wykonanie poprawnie działającego konwencjonalnego transformatora szerokopasmowego częstotliwości rzędu kilkuset MHz jest zatem niemożliwe [6].

Mimo zastosowania różnych technologii wykonania rdzeni ferromagnetycznych i różnych sposobów wykonania uzwojeń transformatora klasycznego, w zakresie wielkich częstotliwości w przeciwobnych wzmacniaczach mocy z takimi transformatorami widoczna jest asymetria napięć i prądów drewnu wskutek asymetrii sterowania i obciążenia obu elementów aktywnych. Asymetria ta spowodowana jest występowaniem różnych napięć na pojemnościach pasożytniczych między uzwojeniem pierwotnym i wtórnym transformatora konwencjonalnego [7].

Rozwiązaniem są transformatory szerokopasmowe z wykorzystaniem linii długiej, które pracują w zakresie częstotliwości do ok. 1GHz i przenoszą moce do około 1kW [8]. Transformatory te w najprostszym przypadku transformatora symetryzującego (balun) wykonywane są poprzez nawinięcie odcinka dwuprzewodowej linii długiej na rdzeń ferrytowy lub proszkowy, przy czym obciążenie  $R_L$  dołączane jest do zacisków wyjściowych tej linii, a generator do zacisków wejściowych (rys. 2.10) [9]. Transmisja mocy z generatora  $E_g$  do obciążenia  $R_L$  w takim transformatorze odbywa się bezpośrednio linią długą. Natomiast indukcyjność  $L$  wynikająca z liczby zwojów nawiniętych linią długą i z właściwości zastosowanego rdzenia ferromagnetycznego zapewnia izolację między wejściem i wyjściem dla składowej wspólnej (w zakresie w.cz.).



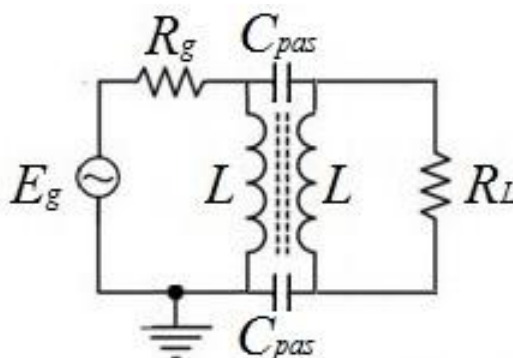
Rys. 2.10. Transformator symetryzujący (balun) o przekładni napięciowej 1:1, w postaci linii długiej nawiniętej na rdzeń ferromagnetyczny

Wartość impedancji charakterystycznej  $Z_o$  linii długiej użytej do nawinięcia tego transformatora powinna być w miarę możliwości zbliżona do rezystancji obciążenia ( $Z_o = R_L$ ). Dzięki temu impedancja na wejściu tak obciążonej linii jest równa rezystancji obciążenia  $Z_{we} = R_L = Z_o$ . Zatem możliwa jest minimalizacja wpływu rozłożonych pojemności i indukcyjności uzwojeń transformatorów ujawniających się przy klasycznym połączeniu tego transformatora (rys.2.11). Dzięki temu we wzmacniaczach z

transformatorami szerokopasmowymi z wykorzystaniem dopasowanych linii transmisyjnych można uniknąć asymetrii prądów i napięć drenu, która, oprócz pogorszenia parametrów energetycznych układu, powoduje również obecność parzystych harmonicznych w sygnale wyjściowym wzmacniacza przeciwsobnego.

Wadą transformatorów szerokopasmowych jest brak izolacji między wejściem i wyjściem dla składowej stałej i małych częstotliwości. Wada ta zmusza do stosowania kondensatorów sprzęgających (zbędnych w przypadku transformatora klasycznego).

W tranzystorowych wzmacniaczach mocy wielkiej częstotliwości impedancje robocze obwodów wejściowych i wyjściowych wynoszą zwykle kilka omów. Aby więc obustronnie dopasować szerokopasmowy transformator, którego uzwojenia wykonane są w postaci odcinków linii długiej, wymagana jest mała impedancja charakterystyczna tych linii. Małą impedancję charakterystyczną można uzyskać poprzez znaczne zwiększenie jednostkowej pojemności linii transmisyjnej. W tym celu skręca się parzystą liczbę drutów, a następnie łączy się je odpowiednio na końcach tak, aby uzyskać linię dwuprzewodową [6].



Rys. 2.11. Transformator klasyczny o przekładni napięciowej 1:1

Uzyskanie transformacji rezystancji ( $R_L > R_{we}$ ) wymaga najczęściej stosowania kilku transformatorów o przekładni 1:1, których wejścia są połączone równolegle, a wyjścia – szeregowo [10].

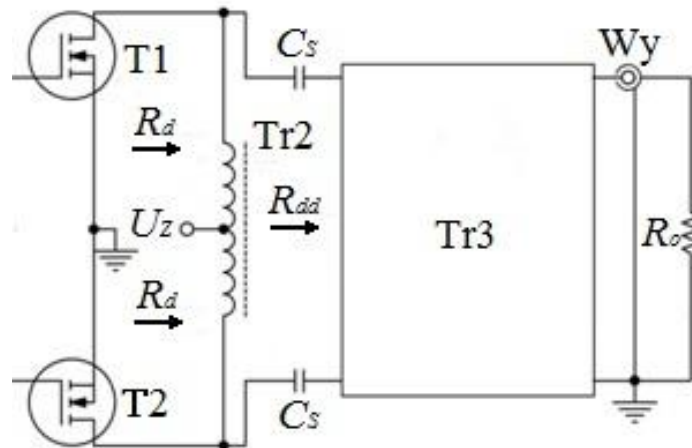
Obecnie transformatory szerokopasmowe z wykorzystaniem linii długiej wykorzystuje się powszechnie w tranzystorowych urządzeniach radionadawczych, pracujących w zakresie fal krótkich i ultrakrótkich.

W praktycznych rozwiązaniach transformatorowych wzmacniaczy mocy wielkiej częstotliwości, w których klasyczne transformatory zostały zastąpione transformatorami szerokopasmowymi z wykorzystaniem linii długich, stosuje się inne rozwiązania układowe



szerokopasmowych obwodów wyjściowych (często również i obwodów wejściowych), niż układ podstawowy, pokazany na rysunku 2.5.

Zastosowanie transformatorów szerokopasmowych, których uzwojenia zostały wykonane w postaci odcinków linii długiej, wymusza rozdzielenie poszczególnych funkcji obwodu wyjściowego (tzn. funkcji sprzężenia drenów i doprowadzenia zasilania, funkcji transformacji obciążenia i funkcji symetryzacji obciążenia) na osobne bloki.



Rys. 2.12. Obwód wyjściowy wzmacniacza mocy wielkiej częstotliwości zaproponowany przez firmę Res-Ingenium [11]

Przykładowe rozwiązanie obwodu wyjściowego wzmacniacza mocy w.cz. pokazano na rysunku 2.12 [11]. Funkcje obwodu wyjściowego zostały tu rozdzielone na dwa osobne transformatory z wykorzystaniem linii długiej (Tr2, Tr3). Transformator Tr2 (balun) ma za zadanie sprzęgać dreny tranzystorów, zapewnić zasilanie tych tranzystorów oraz realizować funkcję transformacji symetrycznego obciążenia  $R_{dd}$  do postaci asymetrycznej ( $R_d$ ) wymaganej przez każdy z tranzystorów T1, T2 ( $R_d = R_{dd}/4$ ). Transformator Tr3 jest transformatorem dopasowującym impedancję obciążenia  $R_o$  do wartości  $R_{dd} = 4R_d$  wynikającej z mocy wyjściowej wzmacniacza i zastosowanych tranzystorów. Przekładnia napięciowe transformatora Tr2 jest narzucona przez jego budowę i wynosi (1+1):2, natomiast przekładnia transformatora Tr3 musi być dobierana w procesie projektowania wzmacniacza. Należy zaznaczyć, że w przypadku transformatora szerokopasmowego z wykorzystaniem linii długiej, może być to jedynie liczba całkowita. Kondensatory  $C_{S1}$ ,  $C_{S2}$  zapewniają izolację galwaniczną między obwodami drenów tranzystorów T1, T2 a obciążeniem  $R_o$ . Muszą być zatem przystosowane do przepływu dużych prądów w.cz. a

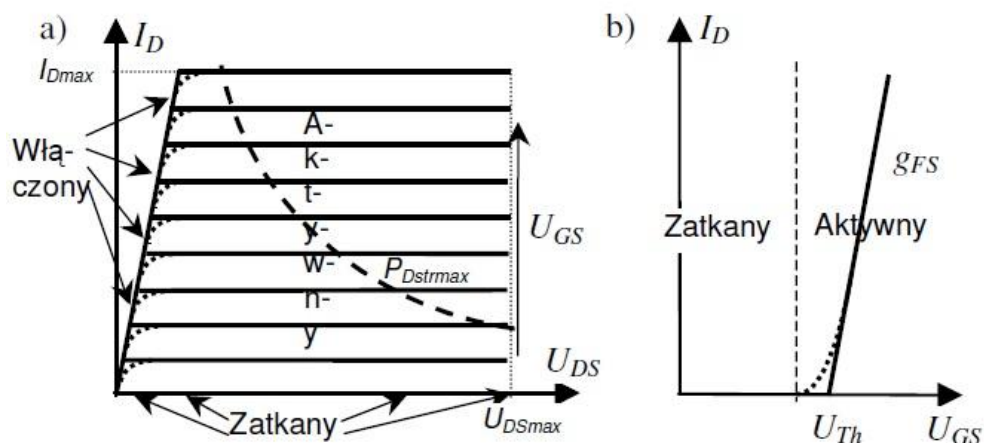
moduł ich reaktancji musi być dostatecznie mały w stosunku do rezystancji  $R_{dd}$  ( $|X_{Cs1}| = |X_{Cs2}| \ll R_{dd}$ ).

Rozwiązanie przedstawione na rysunku 2.12 jest najbardziej popularnym rozwiązaniem obwodu wyjściowego wzmacniacza w.cz., lecz nie jest jedynym możliwym. Inne rozwiązania stosowane przez różnych producentów można znaleźć w następujących pozycjach: [12,13,14,15].

## 2.5. Model tranzystora MOSFET przyjęty do analizy i projektowania wzmacniacza

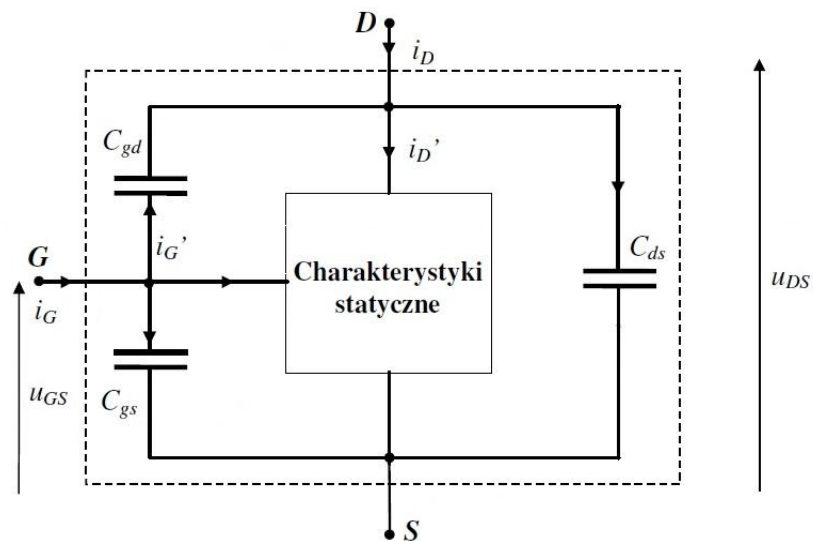
W przypadku układów, w których przebiegi napięć i prądów są dostatecznie wolnozmiennie, właściwości elementu aktywnego mogą zostać opisane charakterystykami statycznymi – rys 2.13.

W zakresie wielkich częstotliwości, gdy szybkość zmian przebiegów napięć i prądów jest większa, ujawniają się skutki istnienia pojemności międzyelektrodowych tranzystora. Zarówno prądy drenu i bramki są wówczas sumą prądu aktywnego opisanego przez charakterystyki statyczne i prądu biernego przepływającego przez pojemności międzyelektrodowe. W tych warunkach właściwości tranzystora MOSFET można opisać za pomocą modelu, który opisuje element aktywny za pomocą charakterystyk statycznych i pojemności międzyelektrodowych – rys. 2.14 [1].



Rys. 2.13. Idealizowane charakterystyki statyczne polowego tranzystora mocy MOSFET: a) rodzina charakterystyk wyjściowych, b) charakterystyka przejściowa [2]

W uproszczonym modelu tranzystora polowego należy dodatkowo uwzględnić nieliniowość pojemności międzyelektrodowych tego tranzystora. Ponadto przy dużych częstotliwościach pojawia się przesunięcie fazy między napięciem na bramce tranzystora a aktywnym prądem drenu oraz uwidacznia się wpływ rezystancji szeregowych elektrod elementu aktywnego. Zatem w zakresie dużych częstotliwości, aby osiągnąć daną wartość prądu drenu, konieczna jest większa wartość napięcia sterującego niż w przypadku małych częstotliwości. Wraz z częstotliwością zwiększa się również wartość rezystancji tranzystora w stanie włączenia  $R_{DS(on)}$ .



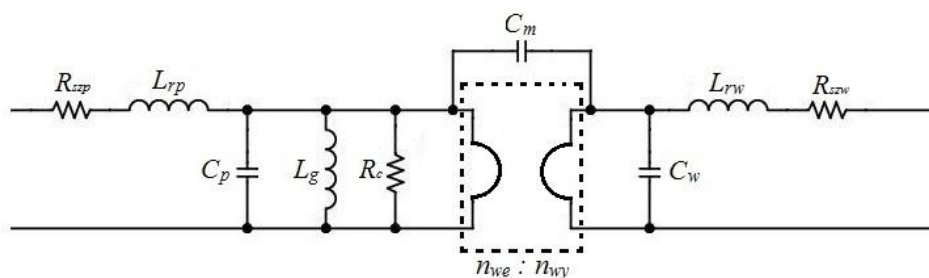
Rys. 2.14. Model tranzystora MOSFET złożony z charakterystyk statycznych i pojemności międzyelektrodowych

Pomimo potrzeby uwzględnienia dodatkowych zjawisk zachodzących w zakresie wielkich częstotliwości, przyjęcie uproszczonego modelu do opisu właściwości tranzystora MOSFET z rys. 2.14 w dużym stopniu ułatwia analizę, opis matematyczny i wstępne projektowanie układów wielkiej częstotliwości, w których dany tranzystor znalazł zastosowanie. Konieczny jest jednak także drugi etap projektowania (symulacja komputerowa), w którym uwzględniamy bardziej rozbudowany schemat zastępczy tranzystora.

### 3. TEORETYCZNA ANALIZA OGRANICZEŃ PARAMETRÓW LINIOWYCH WZMACNIACZY SZEROKOPASMOWYCH

Szerokopasmowe liniowe wzmacniacze mocy wielkiej częstotliwości obecnie najczęściej realizowane są jako wzmacniacze transformatorowe w układzie przeciwsobnym z tranzystorami MOSFET (rys. 2.5, p. 2.3). Z tego powodu w dalszej części tego rozdziału autor ogranicza się jedynie do analizy ograniczeń parametrów liniowych transformatorowych wzmacniaczy przeciwsobnych.

Jednym z głównych problemów związanych z projektowaniem szerokopasmowego transformatorowego wzmacniacza mocy jest konieczność uwzględnienia pojemności międzyelektrodowych tranzystorów (rys. 2.9) oraz parametrów pasożytniczych transformatorów szerokopasmowych (rys. 3.1). Są to bowiem główne czynniki ograniczeń częstotliwościowych wzmacniacza szerokopasmowego.



Rys. 3.1. Schemat zastępczy klasycznego transformatora szerokopasmowego ( $C_m$  – pojemność międzyuzwojeniowa,  $L_g$  – indukcyjność główna,  $C_p, C_w$  – pojemności międzyzwojowe,  $L_{rp}, L_{rw}$  – indukcyjności rozproszenia uzwojeń,  $R_{szp}, R_{szw}$  – rezystancje szeregowe uzwojeń,  $R_c$  – straty w rdzeniu magnetycznym),  $n_{we} : n_{wy}$  – transformator idealny [16]

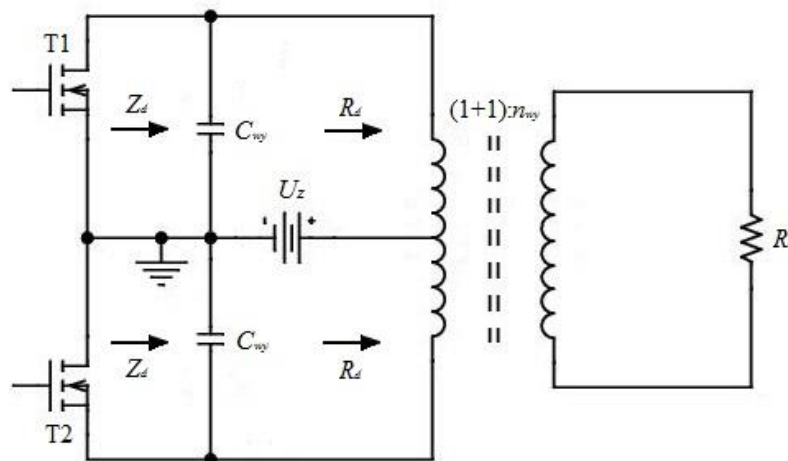
Na górną częstotliwość graniczną  $f_g$  pasma przenoszenia wzmacniacza wpływają pojemności międzyelektrodowe tranzystorów, indukcyjności rozproszenia, pojemności międzyuzwojeniowe i międzyzwojowe transformatorów a także rezonanse między indukcyjnościami transformatorów i pojemnościami międzyelektrodowymi elementów aktywnych. Indukcyjności główne transformatorów mają natomiast wpływ na dolną częstotliwość graniczną  $f_d$ .

Na etapie wstępnego projektu szerokopasmowego transformatorowego wzmacniacza mocy powyższe parametry pasożytnicze rozpatrywane są indywidualnie. Na tym etapie projektowania rozpatrywanie modelu uwzględniającego jednocześnie wszystkie te parametry jest bowiem zbyt skomplikowane.

Jeżeli jednak częstotliwości graniczne wynikające z każdego z wymienionych parametrów są dostatecznie oddalone od pasma pracy wzmacniacza, to uproszczenie polegające na rozpatrywaniu każdego z elementów pasożytniczych oddzielnie nie powoduje istotnych błędów, a projektowany wzmacniacz spełni założenie projektowe dotyczące przenoszonego pasma. Wyznaczenie rzeczywistego pasma częstotliwości przenoszonych przez wzmacniacz możliwe jest jednak jedynie na etapie symulacji komputerowych, które uwzględniają jednocześnie wszystkie parametry pasożytnicze w projektowanym wzmacniaczu.

### 3.1. Wpływ pojemności wyjściowej tranzystora

Wraz ze wzrostem częstotliwości roboczej pojemność wyjściowa tranzystora  $C_{wy}$  coraz bardziej bocznikuje rezystancję obciążenia  $R_d$ , powodując zmniejszanie się modułu impedancji obciążenia tranzystora. Wskutek tego zjawiska wzmocnienie napięciowe wzmacniacza i jego sprawność energetyczna ulegają zmniejszeniu. Zgodnie z przyjętymi założeniami, w analizie skutków niezerowej pojemności wyjściowej tranzystorów przyjęto, iż transformator wyjściowy jest transformatorem idealnym.



Rys 3.2. Wpływ pojemności wyjściowych tranzystorów mocy na impedancję obciążenia tych tranzystorów

Przy tym założeniu, w transformatorowym wzmacniaczu przeciwobnobnym obciążenie każdego tranzystora bocznikowane jest przez pojemność równą sumie pojemności

wyjściowych obu tranzystorów (rys. 3.2). Impedancja obciążenie każdego tranzystora  $Z_d$  wyraża się zatem wzorem:

$$Z_d = \frac{1}{j\omega 2C_{wy} + \frac{1}{R_d}} = \frac{R_d}{1 + j\omega 2C_{wy} R_d} \quad (3.1)$$

Górna 3-dB częstotliwość graniczna wzmacniacza wynikająca z pojemności wyjściowych tranzystorów oraz z przyjętej rezystancji dynamicznej widzianej przez pojedynczy tranzystor wynosi:

$$f_{g3dB(1)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_d \cdot 2C_{wy}} \quad (3.2)$$

Pojemność wyjściowa tranzystora MOSFET jest nieliniowa i zależy od napięcia dren-źródło. Z tego względu we wzorze 3.2 wartość pojemności wyjściowej  $C_{wy}$  powinna być uśredniona w zakresie wartości napięcia dren-źródło występujących w projektowanym wzmacniaczu.

Uzyskanie dużej częstotliwości granicznej wzmacniacza przy danej pojemności wyjściowej tranzystora wymaga zastosowania dostatecznie małej rezystancji dynamicznej  $R_d$  widzianej poprzez pojedynczy tranzystor. Wiąże się to jednak ze spadkiem sprawności energetycznej wzmacniacza, ponieważ prowadzi to do zwiększenia wartości szczytowej prądu drenu i do zwiększenia wartości napięcia dren-źródło podczas przepływu tego prądu. Obniżenie  $R_d$  powoduje również obniżenie wzmocnienia napięciowego i wzmocnienia mocy.

### 3.2. Wpływ pojemności wejściowej tranzystora

Wraz ze wzrostem częstotliwości sygnału wejściowego pojemność wejściowa tranzystora  $C_{we}$  coraz bardziej bocznikuje wejście tranzystora powodując zmniejszanie się jego impedancji wejściowej, wskutek czego zmniejsza się wysterowanie tranzystorów oraz zwiększa niedopasowanie wejścia wzmacniacza do generatora.

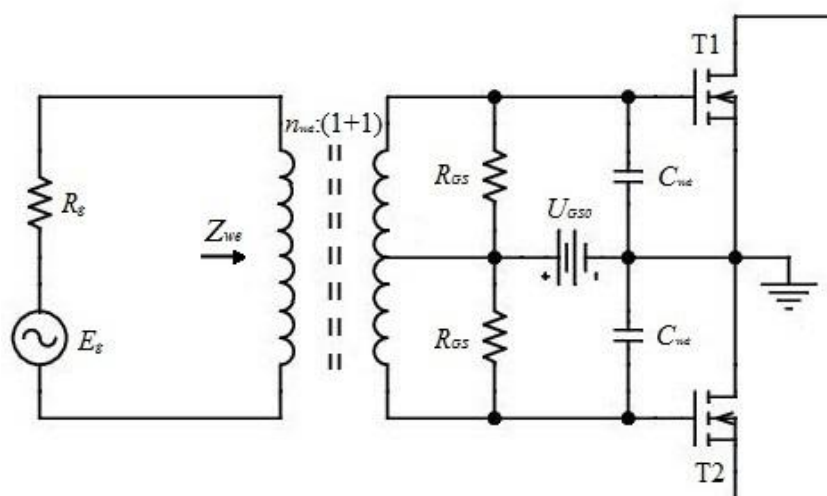
W analizie skutków pojemności wejściowej przyjęto, iż obciążenie tranzystora jest rzeczywiste, a transformator wejściowy jest transformatorem idealnym. Na skutek efektu Millera wartość pojemności wejściowej  $C_{we}$  wynosi więc:

$$C_{we} = C_{gs} + C_{gd}(1 - |K_u|) \quad (3.3)$$

gdzie:  $K_u$  - wzmacnienie napięciowe tranzystora w projektowanym wzmacniaczu ( $K_u < 0$ ),

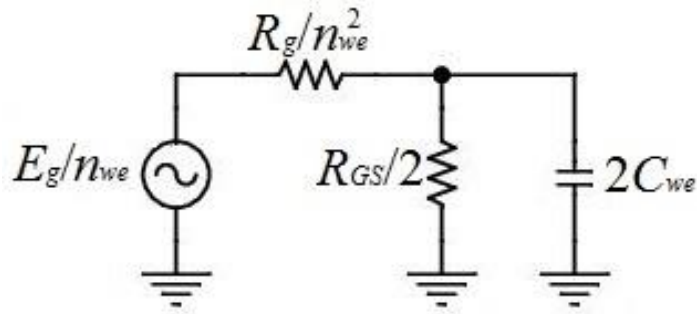
$C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  - pojemności międzyelektrodowe bramka-źródło, dren-źródło

Typowym rozwiązaniem obwodu wejściowego transformatorowego wzmacniacza mocy zapewniającym uzyskanie założonej górnej częstotliwości granicznej wzmacniacza jest zastosowanie dostatecznie małych rezystorów  $R_{gs}$  bocznikujących zaciski bramka-źródło tranzystorów mocy (rys. 3.3), które jednocześnie pozwalają uzyskać dopasowanie na wejściu wzmacniacza przy odpowiednio dobranej przekładni transformatora wejściowego [11].



Rys. 3.3. Schemat typowego obwodu wejściowego wzmacniacza przeciwobnego

W celu wyznaczenia górnej częstotliwości granicznej wzmacniacza wynikającej z pojemności  $C_{we}$ , układ z rysunku 3.3 należy przedstawić w postaci schematu zastępczego – rys. 3.4. Pojemności międzyelektrodowe bramka-źródło oraz dren-źródło podobnie jak pojemność wejściowa tranzystora, są nieliniowe i zależą od napięcia dren-źródło. Z tego względu wartości te powinny być uśrednione w zakresie wartości napięcia dren-źródło występujących w projektowanym wzmacniaczu.



Rys. 3.4. Schemat zastępczy obwodu wejściowego wzmacniacza z rys. 3.3

Górna 3-dB częstotliwość graniczna wynikająca z elementów układu z rysunku 3.3 wynosi:

$$f_{g3dB(2)} = \frac{1}{2\pi \left[ \left( \frac{R_g}{n_{we}^2} \parallel \frac{R_{gs}}{2} \right) \cdot 2C_{we} \right]} \quad (3.4)$$

Układ wejściowy wzmacniacza powinien zapewnić dopasowanie do generatora sterującego, tzn. powinien spełnić warunek  $Z_{we} = R_g$ . Warunek ten może być jednak spełniony tylko w przybliżeniu, gdyż impedancja wejściowa  $Z_{we}$  jest zespolona (o charakterze pojemnościowym – wpływ  $C_{we}$ ).

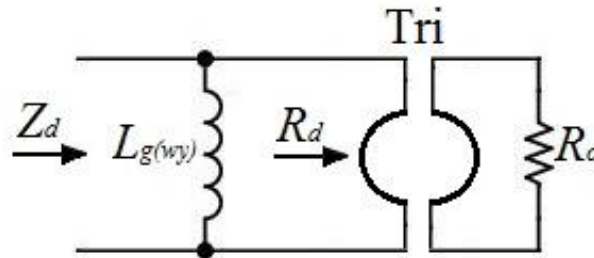
Aby zapewnić wymaganą, dostatecznie dużą wartość częstotliwości granicznej wynikającej z pojemności wejściowej tranzystora, należy zastosować dostatecznie małą wartość rezystancji  $R_{GS}$ . Dla uzyskania dopasowania transformator wejściowy musi mieć zatem dostatecznie dużą przekładnię. Jednak zwiększenie przekładni transformatora wejściowego sprawia, że napięcie generatora zapewniające wymaganą wartość napięcia sterującego bramką tranzystora musi być odpowiednio większe.

Zwiększenie wartości górnej częstotliwości granicznej można również uzyskać poprzez obniżenie pojemności wejściowej tranzystorów poprzez obniżenie ich wzmocnienia  $K_u$  drogą redukcji ich rezystancji obciążenia. Obniżenie  $R_d$  powoduje jednak spadek sprawności energetycznej wzmacniacza, wzmocnienia napięciowego oraz wzmocnienia mocy wzmacniacza.



### 3.3. Wpływ indukcyjności głównych transformatorów

Indukcyjność główna transformatora wyjściowego  $L_{g(wy)}$  wraz ze spadkiem częstotliwości roboczej coraz bardziej bocznikuje rezystancję obciążenia  $R_d$  wskutek czego zmniejsza się moduł impedancji obciążenia tranzystora i zwiększa się przesunięcie fazy między prądem drenu i napięciem na drenie elementu aktywnego (rys. 3.5).



Rys. 3.5. Schemat zastępczy transformatora wyjściowego obciążonego rezystancją  $R_o$  dla małych częstotliwości (Tri – transformator idealny)

Impedancja obciążenia tranzystora dla dostatecznie małych częstotliwości wyraża się wzorem:

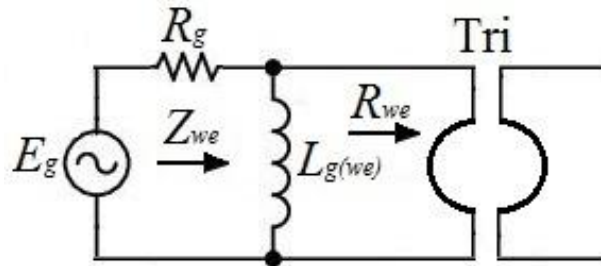
$$Z_d = \frac{1}{\frac{1}{R_d} + \frac{1}{j\omega L_{g(wy)}}} = \frac{j\omega L_{g(wy)} R_d}{R_d + j\omega L_{g(wy)}} \quad (3.5)$$

Dolna 3-dB częstotliwość graniczna wzmacniacza wynikająca z indukcyjności głównej transformatora wyjściowego wynosi zatem:

$$f_{d3dB(1)} = \frac{R_d}{2\pi L_{g(wy)}} \quad (3.6)$$

W przypadku transformatora wejściowego indukcyjność główna  $L_{g(we)}$  wraz ze spadkiem częstotliwości coraz bardziej bocznikuje wejście wzmacniacza (rys. 3.6). Dolna 3-dB częstotliwość graniczna dwójnika równoległego złożonego z rezystancji generatora  $r_g$ , rezystancji wejściowej wzmacniacza  $R_{we}$  oraz indukcyjności głównej transformatora wejściowego  $L_{g(we)}$  wynosi:

$$f_{d3dB(2)} = \frac{R_g \parallel R_{we}}{2\pi \cdot L_{g(we)}} \quad (3.7)$$



Rys 3.6. Schemat zastępczy transformatora wejściowego dla małych częstotliwości (Tri – transformator idealny,  $Z_{we}$  – impedancja wejściowa wzmacniacza)

Uzyskanie dopasowania wymaga spełnienia warunku  $R_g = R_{we}$ , zatem częstotliwość dolna ma wartość:

$$f_{d3dB(2)} = \frac{R_g}{4\pi L_{g(we)}} \quad (3.8)$$

Aby dolne 3-dB częstotliwości graniczne dwójników równoległych  $R_g \parallel R_{we} L_{g(we)}$  oraz  $R_d L_{g(wy)}$  znajdowały się możliwe daleko od wymaganej dolnej częstotliwości granicznej wzmacniacza, indukcyjności główne transformatorów wejściowego i wyjściowego powinny mieć dostatecznie dużą wartość. Jednak zwiększenie indukcyjności głównej transformatora (poprzez nawinięcie większej liczby zwojów), zwiększa indukcyjność rozproszenia, co prowadzi do obniżenia górnej częstotliwości granicznej projektowanego wzmacniacza oraz utrudnia budowę transformatorów (patrz p. 3.4).

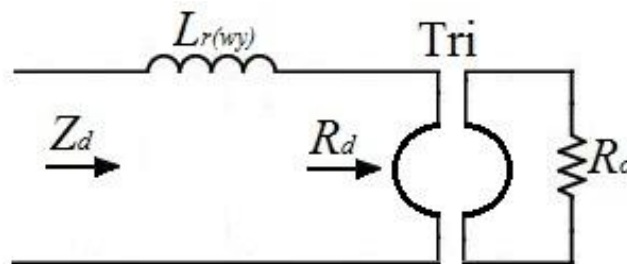
W przypadku transformatora wyjściowego, zmniejszenie wartości dolnej częstotliwości granicznej wynikającej z indukcyjności głównej tego transformatora, można również uzyskać poprzez obniżenie rezystancji obciążenia tranzystora  $R_d$ . Obniżenie  $R_d$  powoduje jednak spadek sprawności energetycznej wzmacniacza, obniżenie wzmocnienia napięciowego oraz spadek wzmocnienia mocy wzmacniacza.

### 3.4. Wpływ indukcyjności rozproszenia transformatorów

Indukcyjność rozproszenia transformatora wyjściowego  $L_{r(wy)}$  wraz ze wzrostem częstotliwości powoduje zwiększanie się modułu impedancji obciążenia tranzystora oraz przesunięcia fazy pomiędzy prądem drenu i napięciem na drenie tranzystora (rys. 3.7):

$$Z_d = R_d + j\omega L_{r(wy)} \quad (3.9)$$

Zwiększa się zatem składowa zmienna napięcia dren-źródło przy danym wysterowaniu tranzystora wskutek czego przy dużych częstotliwościach wzmacniacz ulega przesterowaniu przy mniejszej mocy wyjściowej niż przy mniejszych częstotliwościach. Konieczne staje się zatem ograniczenie wysterowania wzmacniacza przy wzroście częstotliwości roboczej.

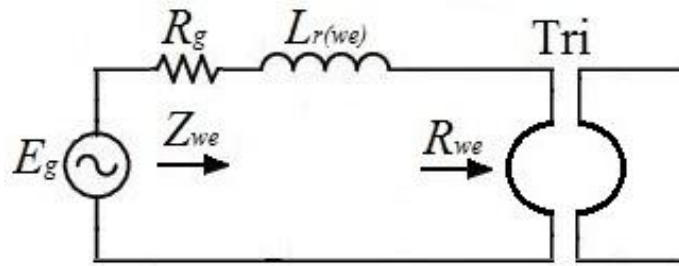


Rys 3.7. Schemat zastępczy transformatora wyjściowego obciążonego rezystancją  $R_o$  dla dużych częstotliwości ( $Tri$  – transformator idealny)

Częstotliwość graniczna wzmacniacza wynikająca z indukcyjności rozproszenia transformatora wyjściowego wynosi:

$$f_{g3dB(3)} = \frac{R_d}{2\pi L_{r(wy)}} \quad (3.10)$$

W przypadku transformatora wejściowego indukcyjność rozproszenia wraz ze wzrostem częstotliwości roboczej powoduje wzrost modułu i kąta fazowego impedancji wejściowego transformatora, co jest przyczyną zmian warunków pracy generatora sterującego (rys. 3.8).



Rys 3.8. Schemat zastępczy transformatora wejściowego dla dużych częstotliwości (Tri – transformator idealny,  $Z_{we}$  – impedancja wejściowa wzmacniacza)

Częstotliwość graniczna wynikająca z wartości indukcyjności rozproszenia transformatora wejściowego wynosi:

$$f_{g3dB(4)} = \frac{R_g + R_{we}}{2\pi L_{r(we)}} \quad (3.11)$$

W przypadku dopasowania do generatora częstotliwość graniczna ma wartość:

$$f_{g3dB(4)} = \frac{R_g}{\pi L_{r(we)}} \quad (3.12)$$

Aby górne częstotliwości graniczne wzmacniacza wynikające z indukcyjności rozproszenia transformatora wejściowego i wyjściowego znajdowały się dostatecznie daleko od pasma częstotliwości przenoszonych przez wzmacniacz, indukcyjności te powinny mieć możliwie małą wartość. Zasadniczy wpływ na wartość indukcyjności rozproszenia transformatora ma współczynnik sprzężenia magnetycznego transformatora  $k$ , który zależy od konstrukcji transformatora i jakości jego wykonania:

$$L_r = L_g(1 - k^2) \quad (3.13)$$

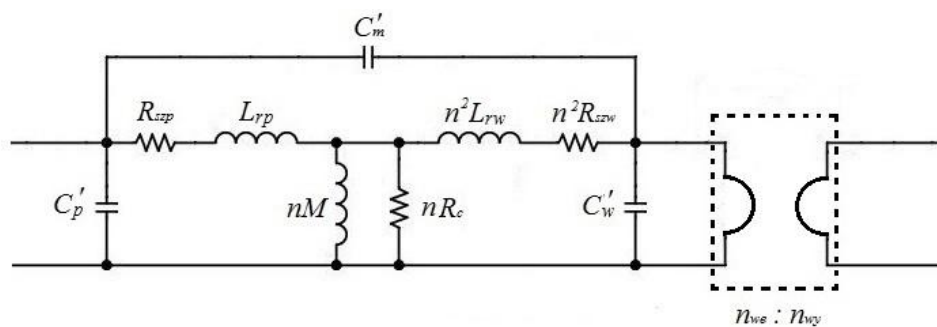
Zmniejszenie indukcyjności rozproszenia transformatora można uzyskać poprzez zmniejszenie jego indukcyjności głównej. Prowadzi to jednak do zwiększenia dolnej częstotliwości granicznej projektowanego wzmacniacza.

W przypadku transformatora wyjściowego, górna częstotliwość graniczna wynikająca z jego indukcijności rozproszenia może zostać zwiększona również poprzez zwiększenie rezystancji obciążenia tranzystora  $R_d$ . Prowadzi to jednak do zwiększenia wzmocnienia wzmacniacza i wartości pojemności wejściowej wynikającej z efektu Millera (wzór 3.3) a więc do obniżenia górnej częstotliwości granicznej wzmacniacza wynikającej z pojemności wejściowej tranzystora (p. 3.2). Obniża się także częstotliwość graniczna wynikająca z pojemności wyjściowej tranzystora (wzór 3.2).

### 3.5. Wpływ pojemności pasożytniczych transformatorów szerokopasmowych [16]

Kolejnym czynnikiem wpływającym na ograniczenie pasma przenoszenia niestrojonego wzmacniacza szerokopasmowego są pojemności pasożytnicze transformatorów szerokopasmowych. Trzy pasożytnicze pojemności (rys. 3.1) występujące w schemacie zastępczym transformatora szerokopasmowego są przyczyną pasożytniczych rezonansów własnych transformatora, które pogarszają jego charakterystykę częstotliwościową i w efekcie ograniczają pasmo przenoszenia wzmacniacza transformatorowego.

W pracy [16] przyjęto schemat zastępczy transformatora szerokopasmowego przeniesiony na stronę pierwotną – rysunek 3.9.



Rys 3.9. Schemat zastępczy transformatora szerokopasmowego odniesiony do pierwotnej strony transformatora przyjęty w pracy [16] ( $n = n_{we}/n_{wy}$  – przekładnia transformatora,  $M$  – indukcja wzajemna,  $n_{we}/n_{wy}$  – transformator idealny)

Pojemności występujące w tym układzie zastępczym mają wartości [16]:

- zmodyfikowana pojemność międzyzwojowa uzwojenia pierwotnego:

$$C'_p = C_p + C_m \left(1 - \frac{1}{n}\right) \quad (3.14)$$

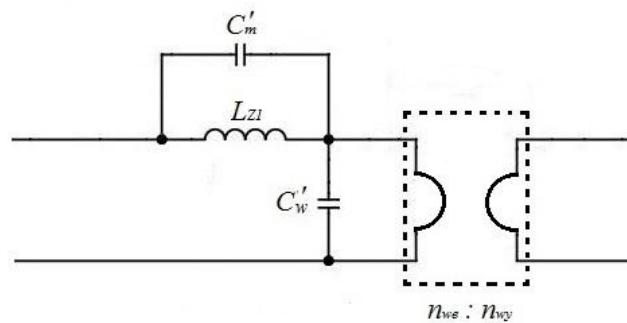
- zmodyfikowana pojemność międzyzwojeniowa:

$$C'_m = \frac{C_m}{n} \quad (3.15)$$

- zmodyfikowana pojemność międzyzwojowa uzwojenia wtórnego:

$$C'_w = \frac{C_w}{n^2} + C_m \left(\frac{1}{n} - 1\right) \quad (3.16)$$

gdzie:  $C_p$ ,  $C_w$  – pojemności międzyzwojowe uzwojenia pierwotnego i wtórnego,  $C_m$  – pojemność międzyzwojeniowa,  $n = n_{we}/n_{wy}$  – przekładnia transformatora szerokopasmowego



Rys 3.10. Równoważny schemat zastępczy transformatora szerokopasmowego do wyznaczenia częstotliwości rezonansów własnych transformatora widzianych z zacisków pierwotnych ( $L_{ZI}$  – równoważna indukcyjność zastępcza transformatora) [16]

W celu wyznaczenia częstotliwości rezonansów własnych transformatora szerokopasmowego widzianych z zacisków pierwotnych, układ zastępczy z rysunku 3.9 uproszczono do postaci przedstawionej na rysunku 3.10. Pominięte zostały rezystancje

szeregowe uzwojeń oraz straty w rdzeniu magnetycznym bowiem nie mają one wpływu na wyznaczaną częstotliwość rezonansu.

Zmodyfikowana pojemność międzyuzwojeniowa  $C_m'$  wraz z wypadkową indukcyjnością równoległą do tej pojemności:

$$L_{Z1} = \frac{nML_{rp}}{nM + L_{rp}} + n^2L_{rw} \quad (3.17)$$

tworzą obwód odpowiedzialny za rezonans równoległy występujący na zaciskach pierwotnych (rys. 3.10) przy częstotliwości [16]:

$$f_{o(1)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{Z1}C_m'}} \quad (3.18)$$

Natomiast zmodyfikowana pojemność międzyzwojowa uzwojenia wtórnego  $C_w'$  wraz z wypadkową indukcyjnością  $L_{Z1}$  i pojemnością  $C_m'$  tworzą obwód odpowiedzialny za rezonans szeregowy na zaciskach pierwotnych przy rozwartych zaciskach wtórnych przy częstotliwości:

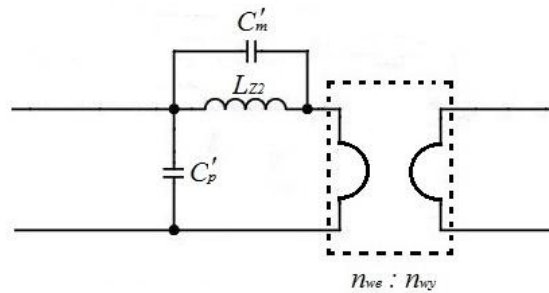
$$f_{o(2)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{Z1}(C_m' + C_w')}} \quad (3.19)$$

Analogicznie, zmodyfikowana pojemność międzyzwojowa  $C_p'$  wraz z pojemnością  $C_m'$  i wypadkową indukcyjnością:

$$L_{Z2} = \frac{n^2ML_{rw}}{M + nL_{rw}} + L_{rp} \quad (3.20)$$

tworzą obwód odpowiedzialny za rezonans szeregowy występujący na zaciskach wtórnych przy rozwartych zaciskach pierwotnych (rys. 3.11) dla częstotliwości:

$$f_{o(3)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{Z1}(C_m' + C_p')}} \quad (3.21)$$



Rys 3.11. Równoważny schemat zastępczy transformatora szerokopasmowego do wyznaczenia częstotliwości szeregowego rezonansu własnego transformatora widocznego po stronie zacisków wtórnych ( $L_{zz}$  – równoważna indukcyjność zastępcza transformatora) [16]

Częstotliwości rezonansów własnych transformatora (wzory: 3.18, 3.19, 3.21) powinny znajdować się możliwie jak najdalej od pasma przenoszenia projektowanego wzmacniacza. Jak wynika z powyższych wzorów, wartości pojemności międzyuzwojeniowych i międzyzwojowych transformatora szerokopasmowego powinny mieć możliwie małą wartość, aby częstotliwości te znalazły się poza pasmem częstotliwości przenoszonych przez projektowany wzmacniacz.

Przedstawione wzory wykazały, że na częstotliwości rezonansów własnych transformatora wpływają również indukcyjność rozproszenia oraz indukcyjność wzajemna (główna) transformatora.

Indukcyjność rozproszenia transformatora powinna być możliwie mała, co wiąże się z koniecznością uzyskania dużej wartości współczynnika sprzężenia magnetycznego transformatora  $k$ . Współczynnik sprzężenia  $k$  ma wartość zależną od konstrukcji transformatora, głównie od odległości między uzwojeniami transformatora. Przy danej wartości  $k$ , wpływ na indukcyjność rozproszenia ma również wartość indukcyjności głównej. Zmniejszanie indukcyjności głównej w celu zmniejszenia wartości indukcyjności rozproszenia prowadzi jednak do zwiększenia dolnej częstotliwości granicznej wzmacniacza (wzory: 3.6, 3.7).

Zidentyfikowane na podstawie pomiaru częstotliwości rezonansowych (wzory: 3.18, 3.19, 3.21) wartości pojemności  $C_m'$ ,  $C_w'$ ,  $C_p'$  schematu zastępczego transformatora pozwalają na obliczenie jego charakterystyk częstotliwościowych przy danej impedancji źródła sygnału i obciążenia.

Wskutek zjawisk opisanych w tym rozdziale, uzyskanie dla transformatorowego wzmacniacza szerokopasmowego płaskiej charakterystyki częstotliwościowej, dużego

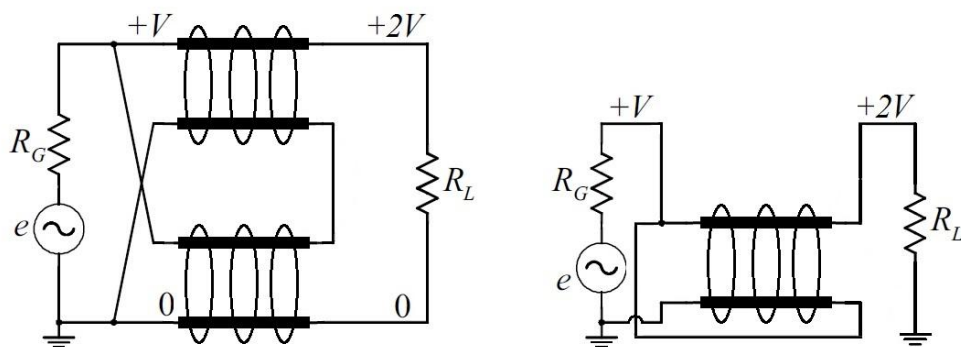


wzmocnienia mocy i dużej sprawności energetycznej w całym przenoszonym paśmie częstotliwości jest bardzo trudne.

### 3.6. Wpływ parametrów transformatorów szerokopasmowych z wykorzystaniem linii długiej

Jedną z zalet transformatorów szerokopasmowych wykonanych w postaci odcinków linii długiej nawiniętych na rdzeniu ferromagnetycznym jest bardzo wysoka sprawność energetyczna w paśmie znacznie szerszym niż w konwencjonalnych transformatorach. W konwencjonalnym transformatorze (rys. 3.1) indukcyjności rozproszenia uzwojeń rezonują z pojemnością międzyuzwojeniową transformatora ograniczając tym samym górną częstotliwość graniczną pasma przenoszenia transformatora. W transformatorze szerokopasmowym z wykorzystaniem linii długiej, pojemność międzyuzwojeniowa jest elementem impedancji charakterystycznej linii transmisyjnej, a tym samym przy dopasowanym obciążeniu nie rezonuje z rozłożonymi, szeregowymi indukcyjnościami tych linii. Linia ta może mieć postać skrętki złożonej z dwóch izolowanych przewodów lub linii koncentrycznej, dzięki czemu pole magnetyczne jest zamknięte wewnątrz linii [9].

Górna częstotliwość graniczna transformatora, którego uzwojenia wykonane są w postaci odcinków dopasowanej linii długiej, określona jest przez względną długość linii transmisyjnej, jej impedancję charakterystyczną oraz pojemności i indukcyjności pasożytnicze, które nie są elementami impedancji charakterystycznej linii (rezonans własny uzwojeń).



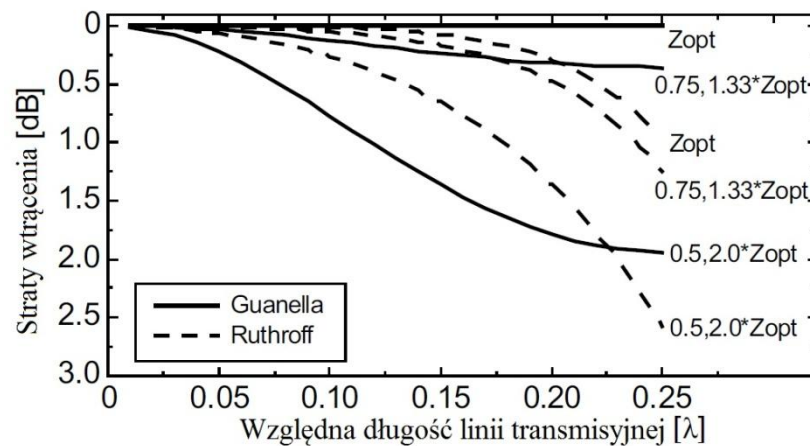
Rys 3.12. Transformator szerokopasmowe z wykorzystaniem linii długiej o przekładni impedancji 1:4 w układzie Guanella (po lewej) oraz w układzie Ruthroff'a (po prawej)

W celu uzyskania dopasowania obciążenia i uniknięcia skutków odbić impedancja charakterystyczna  $Z_0$  linii transmisyjnej zastosowanej w transformatorze o impedancji obciążenia równej  $R_L$  i wymaganej impedancji wejściowej  $R_{IN}$  powinna spełniać warunek [10]:

$$Z_{opt} = \sqrt{R_{IN} \cdot R_L} \quad (3.22)$$

przy czym  $R_L = n^2 R_{IN}$ , gdzie  $n$  jest liczbą elementarnych transformatorów o przekładni 1:1 (w układzie Guanella).

W przypadku transformatorów w układzie C. L. Ruthroff'a (rys. 3.12b), wraz ze wzrostem względnej długości linii transmisyjnej wzrastają straty wtrącenia. Są tym większe, im większa jest dewiacja pomiędzy rzeczywistą wartością impedancji charakterystycznej a wartością optymalną (rys. 3.13). Natomiast w transformatorach zaprojektowanych przez G. Guanella efekt ten nie występuje, pod warunkiem, że impedancja charakterystyczna linii równa jest wartości optymalnej. Jest to spowodowane tym, że opóźnienie fazy napięć wyjściowych obu linii względem napięcia wyjściowego jest takie same (napięcia sumowane są w fazie).



Rys 3.13. Straty wtrącenia w funkcji względnej długości linii transmisyjnej i stosunku impedancji charakterystycznej do wartości optymalnej dla transformatora o przekładni impedancji 1:4 w układzie Guanella i Ruthroff'a [17]

Dolna częstotliwość graniczna transformatorów szerokopasmowych z wykorzystaniem linii dłuższej (zarówno w układzie Ruthroff'a jak i Guanell'a), wynika zaś głównie z rezystancji strat rdzenia oraz indukcyjności głównej transformatora [17].

## **4. PROJEKT WZMACNIACZA MOCY**

### **4.1. Wymagane parametry projektowanego wzmacniacza mocy w. cz.**

Przyjęto, że projektowany w ramach pracy dyplomowej wzmacniacz mocy w. cz. powinien spełniać następujące założenia projektowe wynikające z wymagań stawianych układowi:

- wzmacniacz powinien pracować w klasie AB;
- maksymalna moc wyjściowa: 100W;
- pasmo pracy: 1 ÷ 30 MHz;
- impedancja obciążenia: 50Ω;
- impedancja wejściowa: 50Ω;
- element aktywny wykorzystany we wzmacniaczu: podwójny tranzystor MOSFET.

### **4.2. Zastosowana metoda projektowa**

Metoda projektowa przyjęta w obliczeniach budowanego wzmacniacza oparta jest na następujących założeniach [1]:

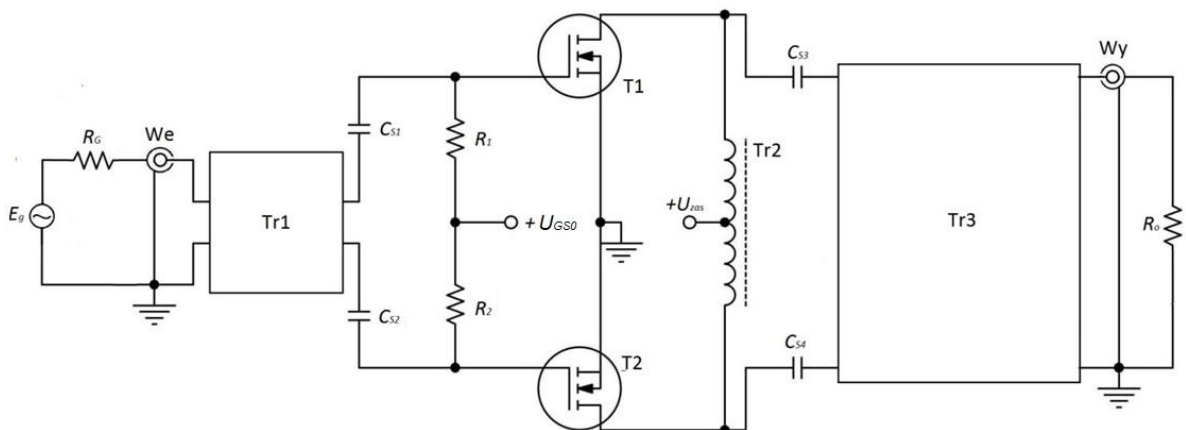
- tranzystor opisywany jest za pomocą modelu złożonego z charakterystyk statycznych i pojemności międzyelektrodowych;
- tranzystor w stanie aktywnym traktowany jest jako idealne sterowane źródło prądowe, w którym prąd drenu jest funkcją napięcia na bramce i nie zależy od napięcia dren - źródło;
- w obliczeniach wykorzystane są uśrednione wartości pojemności międzyelektrodowych;
- wszystkie elementy bierne zastosowane w układzie oraz połączenia między nimi traktowane są jako elementy idealne;
- charakterystyka przejściowa tranzystora wykorzystywana w projekcie wyznaczona jest za pomocą programu PSPICE na podstawie modelu dostarczonego przez producenta.

### 4.3. Schemat projektowanego wzmacniacza mocy w.cz.

Przyjęty schemat projektowanego wzmacniacza szerokopasmowego (rys. 4.1) oparty został na układzie wzmacniacza HF300-0130M firmy Res-Ingenium [11]. Obwód wejściowy w projektowanym wzmacniaczu składa się z pojedynczego transformatora (Tr1), który umożliwia przeciwsobne sterowanie tranzystorami mocy oraz zapewnia dopasowanie impedancji wejściowej tranzystorów T1 i T2 do generatora o rezystancji wewnętrznej wynoszącej  $R_G=50\Omega$ . W skład obwodu wyjściowego wchodzi dwa transformatory:

- transformator Tr2, który sprzęga drenaż tranzystorów T1 i T2 oraz zapewnia zasilanie tych tranzystorów;
- transformator Tr3, który realizuje symetryzację obciążenia (balun) oraz transformuje obciążenie  $R_o=50\Omega$  do wartości  $R_{dd}$  wymaganej przez tranzystory T1 i T2.

Ze względu na szerokie pasmo wzmacnianych sygnałów wszystkie transformatory zostaną w miarę możliwości zrealizowane w postaci dopasowanych linii transmisyjnych nawiniętych na rdzeniach ferromagnetycznych (p. 2.4). Takie rozwiązanie pozwoli bowiem na minimalizację wpływu rozłożonych pojemności i indukcyjności uzwojeń tych transformatorów.



Rys 4.1. Schemat projektowanego szerokopasmowego wzmacniacza mocy w.cz.

Transformatory szerokopasmowe nie zapewniają jednak separacji stałoprądowej między wejściem a wyjściem, stąd konieczne jest zastosowanie kondensatorów sprzęgających. Kondensatory  $C_{S1}$ ,  $C_{S2}$  separują bramki tranzystorów od wejścia

wzmacniacza. Natomiast kondensatory  $C_{S3}$  oraz  $C_{S4}$  realizują separację stałoprądową obciążenia  $R_o$  od źródła zasilania  $U_{zas}$ .

Zastosowanie rezystorów  $R1$  oraz  $R2$  pozwala na uzyskanie dopasowania na wejściu wzmacniacza. Rezystory te, doprowadzają również napięcie polaryzacji do bramek tranzystorów.

W przyjętym układzie projektowanego wzmacniacza zdecydowano się na zastosowanie oddzielnych źródeł do zasilania wzmacniacza oraz do polaryzacji bramek tranzystorów ( $U_{zas}$  oraz  $U_{pol}$ ).

#### 4.4. Wybór tranzystora mocy

Jednym z najważniejszych kryteriów doboru tranzystorów do pracy we wzmacniaczu przeciwsobnym jest maksymalne podobieństwo ich charakterystyk przejściowych  $i_D(u_{GS})$ . Jest to warunek niezbędny do zachowania symetrii przebiegu na wyjściu wzmacniacza i tym samym maksymalnej redukcji poziomu parzystych harmonicznych. Jednym z założeń niniejszej pracy jest zastosowanie podwójnego tranzystora mocy, co pozwoli na uniknięcie asymetrii przebiegu wyjściowego. Przy zastosowaniu dwóch pojedynczych elementów aktywnych, konieczne byłoby znalezienie pary tranzystorów mocy o takich samych parametrach.

Z dostępnych w sprzedaży podwójnych tranzystorów mocy MOSFET wielkiej częstotliwości zdecydowano się na wybór tranzystora SD703 produkowanego przez firmę POLYFET [18]. Jest to tranzystor dedykowany do wzmacniaczy w nadajnikach systemów z modulacją amplitudy (AM) oraz modulacją częstotliwości (FM). Parametry wybranego tranzystora pozwalają na uzyskanie założonej mocy w wymaganym paśmie pracy wzmacniacza. Tranzystor SD703 charakteryzuje się następującymi parametrami katalogowymi [18]:

- maksymalne napięcie dren-źródło:

$$u_{DSmax} = 70V \quad (4.1)$$

- maksymalny stały prąd drenu (DC) ( $T_C = 25^\circ C$ ):

$$i_{Dmax(DC)} = 16A \quad (4.2)$$

- maksymalne napięcie bramka-źródło:

$$|u_{GS}|_{\max} = 20V \quad (4.3)$$

- rezystancja w stanie włączenia:

$$R_{DS(on)} = 0,35\Omega \quad (4.4)$$

- dopuszczalna moc tracona w obu tranzystorach:

$$P_{tot(25^{\circ}C)} = 270W \quad (4.5)$$

Wartość dopuszczalnej mocy traconej w tranzystorze zamieszczona w karcie katalogowej (wzór 4.5) podana jest dla temperatury obudowy  $T_c = 25^{\circ}C$ . W rzeczywistych warunkach pracy tranzystora temperatura jego obudowy jest znacznie wyższa [1].

Maksymalna możliwa moc tracona w tranzystorze określana jest wzorem:

$$P_{D\max} = \frac{T_{J\max} - T_c}{R_{thJC}} \quad (4.6)$$

gdzie:  $T_{J\max}$  - maksymalna temperatura złącza tranzystora,  $T_c$  - temperatura obudowy tranzystora,  $R_{thJC}$  - rezystancja termiczna złącze-obudowa.

Rezystancja termiczna  $R_{thJC}$  dla tranzystora SD703 wynosi [18]:

$$R_{thJC} = 0,65 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (4.7)$$

natomiast maksymalna temperatura złącza jest równa [18]:

$$T_{J\max} = 200^{\circ}C \quad (4.8)$$

Przyjmując  $T_c = 60^\circ\text{C}$  otrzymujemy maksymalną możliwą moc tracona w podwójnym tranzystorze:

$$P_{D\max} = \frac{200^\circ\text{C} - 60^\circ\text{C}}{0,65 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}} = 215,385\text{W} \quad (4.9)$$

Charakterystyki statyczne tranzystora SD703 (charakterystyki przejściowe  $I_D = f(U_{GS})$  oraz charakterystyki wyjściowe  $I_D = f(U_{DS})$ ) zostały wyznaczone w programie PSPICE przy użyciu modelu dostarczonego przez producenta tranzystora (rys. 4.2, 4.3).

#### 4.5. Analiza warunków pracy tranzystora

We wzmacniaczu transformatorowym napięcie szczytowe na drenie tranzystora może dochodzić do wartości dwa razy większej niż napięcie zasilania. Napięcie zasilania projektowanego wzmacniacza powinno być zatem mniejsze od połowy maksymalnego napięcia dren-źródło tranzystora SD703, które wynosi 70V [18]:

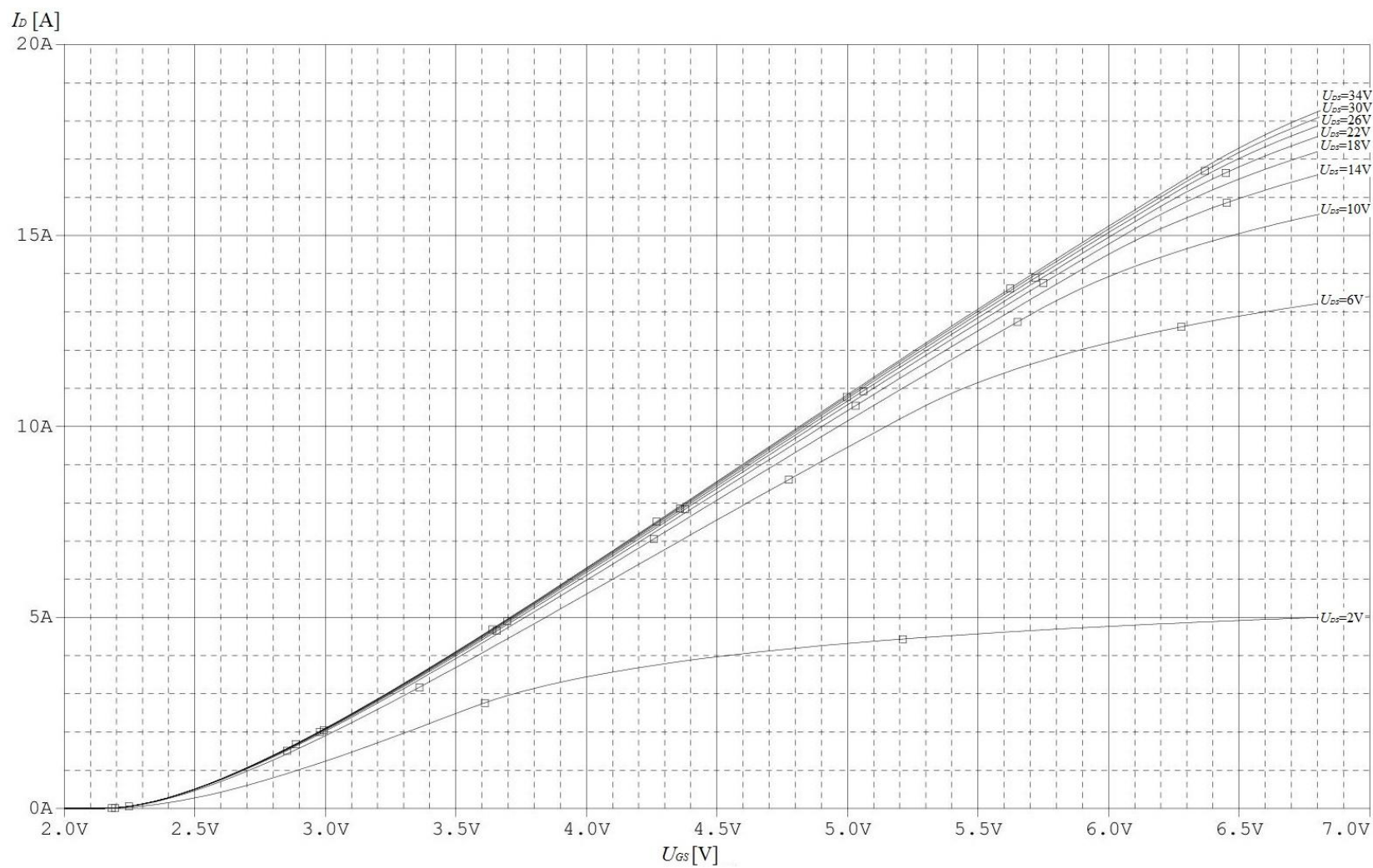
$$U_Z \leq 0,5u_{DS\max-abs} \quad (4.10)$$

Przyjęto wartość napięcia zasilania spełniającą warunek 4.10:

$$U_Z = 34\text{V} \quad (4.11)$$

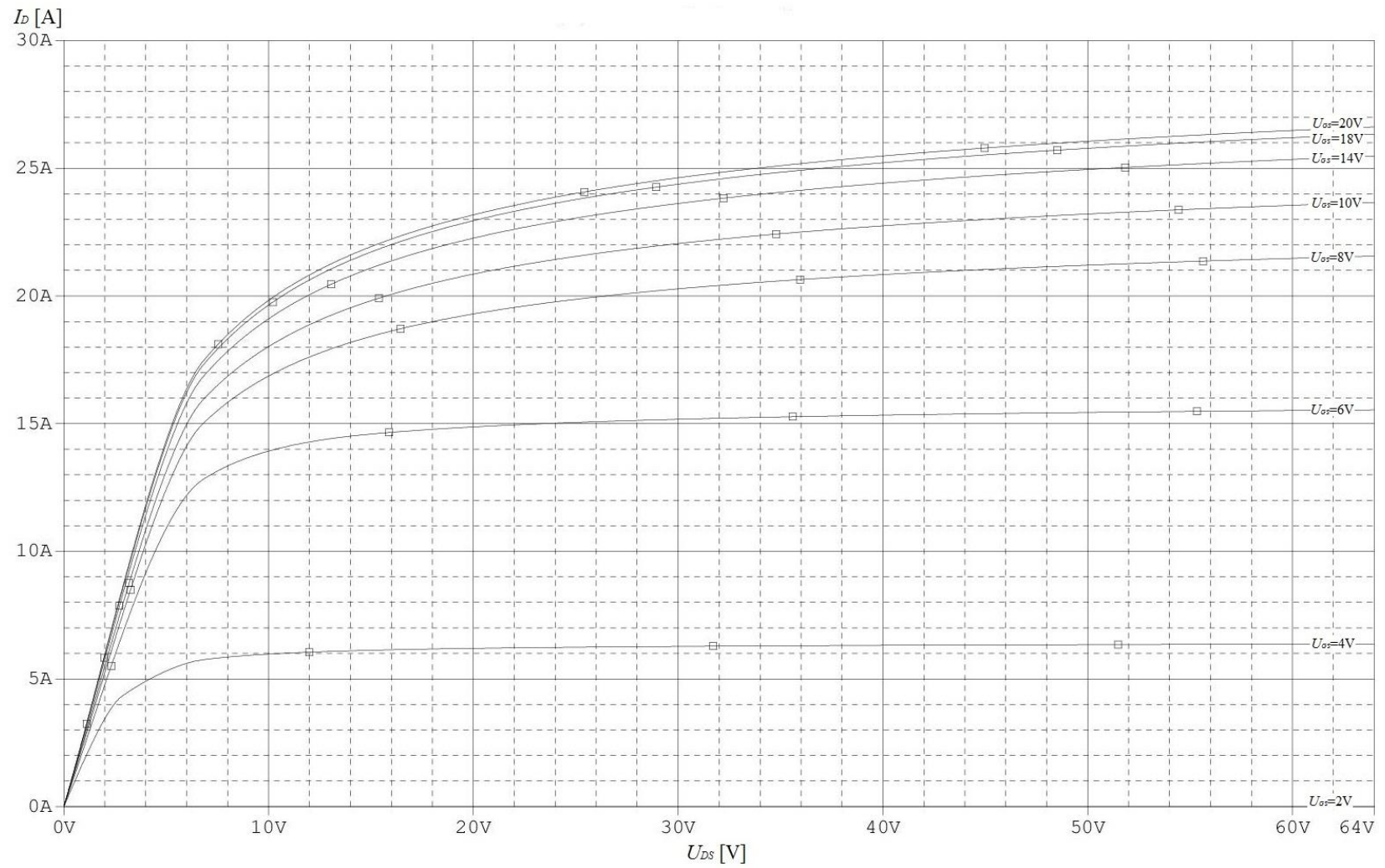
Do obliczenia wymaganej mocy drenowej wzmacniacza przyjęto sprawność energetyczną obwodu wyjściowego równą 0,95. Wymagana moc drenowa wzmacniacza wynosi zatem:

$$P_{dPEP} = \frac{1}{\eta_0} P_{OPEP} = \frac{100}{0,95} = 105,26\text{W} \quad (4.12)$$



Rys 4.2. Rodzina charakterystyk przejściowych  $I_D = f(U_{GS})$  tranzystora SD703 dla temperatury złącza  $T_j = 125^\circ\text{C}$  (symulacja PSPICE)





Rys 4.3. Rodzina charakterystyk wyjściowych  $I_D = f(U_{DS})$  tranzystora SD703 dla temperatury złącza  $T_j = 125^\circ\text{C}$  (symulacja PSPICE)

Wstępnie założono, że współczynnik wykorzystania napięcia zasilania w projektowanym wzmacniaczu wynosi  $\xi_D = 0,9$ . Maksymalna amplituda składowej zmiennej napięcia na drenie tranzystora wynosi zatem:

$$U_{d1PEP} = 0,9U_Z = 30,6V \quad (4.13)$$

Dla przyjętych wartości  $P_{dPEP}$  oraz  $U_{d1PEP}$  wymagana rezystancja dynamiczna obwodu wyjściowego stanowiąca obciążenie każdego z tranzystorów SD703 w klasie B wynosi:

$$R_{dp} = \frac{(U_{d1PEP})^2}{2P_{dPEP}} = \frac{30,6^2}{2 \cdot 105,26} = 4,448\Omega \quad (4.14)$$

Rezystancja dynamiczna widziana przez pojedynczy tranzystor wynika z łącznej przekładni napięciowej transformatorów obwodu wyjściowego, tj. Tr2 i Tr3 (p. 4.3). Przekładnia napięciowa transformatora Tr2 (p. 4.3) jest narzucona przez jego budowę i wynosi (1+1):2 natomiast przekładnia napięciowa transformatora szerokopasmowego Tr3 może być jedynie liczbą całkowitą.

Dla różnych (możliwych do uzyskania) przekładni transformatora Tr3 zostały obliczone wartości rezystancji dynamicznej, maksymalnej amplitudy składowej zmiennej napięcia dren-źródło  $U_{d1PEP}$  (wzór 4.15) oraz maksymalne wartości szczytowe prądu drenu  $i_{DpeakPEP}$  (wzór 4.16). Wyniki zostały zamieszczone w tabeli 4.1.

$$U_{d1PEP} = \sqrt{2P_{dPEP} \cdot R_d} \quad (4.15)$$

$$i_{DpeakPEP} = \frac{U_{d1PEP}}{R_d} \quad (4.16)$$

Tabela 4.1. Wartości rezystancji dynamicznej  $R_d$ , maksymalnej amplitudy napięcia dren – źródło  $U_{d1PEP}$  i maksymalna wartość szczytowa prądu drenu  $i_{DpeakPEP}$  dla różnych przekładni transformatora Tr3

Przekładnia Tr2	Przekładnia Tr3	$R_d$ [ $\Omega$ ]	$U_{d1PEP}$ [V]	$i_{DpeakPEP}$ [A]
(1+1):2	1:1	12,500	51,298	4,104
(1+1):2	1:2	3,125	25,649	8,208
(1+1):2	1:3	1,389	17,100	12,311
(1+1):2	1:4	0,781	12,822	16,417
(1+1):2	1:5	0,500	10,260	20,520

Maksymalna wartość prądu drenu tranzystora SD703 (składowej stałej) wynosi 16A [18]. Jak wykazują doświadczenia z prac naukowych prowadzonych w Pracowni Urządzeń Radiotechnicznych, katalogowa wartość  $I_{Dmax(DC)}$  nie powinna być znacząco przekraczana przez wartość szczytową prądu drenu we wzmacniaczach mocy (por. rys. 4.3). Zatem transformator Tr3 nie może mieć przekładni o  $n > 3$ .

Ze względu na dużą sprawność energetyczną tranzystor mocy powinien pracować przy dużych napięciach dren-źródło i małym prądzie drenu. Wiąże się to jest jednak ze zwiększeniem wartości pojemności wejściowej wynikającej z efektu Millera, co prowadzi do ograniczenia pasma pracy wzmacniacza [1]. W drodze kompromisu pomiędzy sprawnością energetyczną a pasmem pracy wzmacniacza, zdecydowano, że transformator Tr3 będzie miał przekładnie napięciową 1:2. Zatem rezystancja dynamiczna widziana przez pojedynczy tranzystor wynosi:

$$R_d = \frac{50}{16} = 3,125\Omega < R_{dp} \quad (4.17)$$

gdzie  $R_{dp}$  – wzór 4.14.

Amplituda składowej zmiennej napięcia dren-źródło  $U_{d1PEP}$  przy pełnej mocy wzmacniacza wynosi zatem:

$$U_{d1PEP} = \sqrt{2P_{dPEP} \cdot R_d} = 25,649V \quad (4.18)$$

Rezystancja tranzystora w stanie włączenia wynosi  $R_{DS(on)} = 0,35\Omega$  (wzór 4.4). Zatem maksymalny współczynnik wykorzystania napięcia zasilania na granicy obcinania napięcia dren - źródło wynosi:

$$\xi_{Dmax} = \frac{R_d}{R_d + R_{DS(on)}} = 0,899 \quad (4.19)$$

a zatem przebieg składowej zmiennej napięcia dren - źródło nie będzie obcinany.

Dla przyjętego napięcia zasilania (wzór 4.11) oraz amplitudy składowej zmiennej napięcia dren-źródło przy pełnej mocy wzmacniacza (wzór 4.18), współczynnik wykorzystania napięcia zasilania wynosi:

$$\xi_D = \frac{U_{d1PEP}}{U_Z} = 0,754 < \xi_{Dmax} \quad (4.20)$$

Wartość szczytowa prądu drenu przy pełnej mocy (klasa B) wynosi:

$$i_{DpeakPEP} = \frac{U_{d1PEP}}{R_d} = \frac{25,649V}{3,125\Omega} = 8,208A \quad (4.21)$$

Minimalna wartość napięcia dren-źródło zapewniająca pracę tranzystora w stanie aktywnym wynosi [1]:

$$u_{DSmin} = 1,5 \cdot R_{DS(on)} \cdot i_{DpeakPEP} = 1,5 \cdot 0,35 \cdot 8,208 = 4,309V \quad (4.22)$$

W projektowanym wzmacniaczu minimalna wartość napięcia dren-źródło wynosi:

$$U_Z - U_{d1PEP} = 34V - 25,649V = 8,351V > u_{DSmin} \quad (4.23)$$

Potwierdza to fakt, iż tranzystory w projektowanym wzmacniaczu przy mocy maksymalnej pracują w liniowej części obszaru aktywnego.

Dla założonej wartości szczytowej prądu drenu  $i_{DpeakPEP} = 8,208A$  odczytano z charakterystyki przejściowej tranzystora SD703 (rys. 4.5) wymaganą do jej uzyskania wartość napięcia bramka-źródło:

$$u_{GSpeak} = 4,43V \quad (4.24)$$

Warunkiem liniowości projektowanego wzmacniacza jest dobranie takiej wartości napięcia polaryzacji wstępnej bramka-źródło  $U_{GS0}$ , aby różnica prądów drenu obu sterowanych w przeciwfazie tranzystorów  $i_{D1} - i_{D2} = f(u_{g1})|_{U_{GS0}}$  w funkcji napięcia sterującego  $u_{g1}$  była możliwie dokładnie linią prostą w zakresie od  $-i_{Dpeakmax}$  do  $i_{Dpeakmax}$ . Dodatkowo przy doborze napięcia polaryzacji bramka-źródło należy kierować się tym, aby wartość prądu spoczynkowego odpowiadająca temu napięciu była możliwie mała. Zbyt duży prąd spoczynkowy spowoduje bowiem wzrost mocy traconej w tranzystorze, co w rezultacie doprowadzi do zmniejszenia sprawności całego wzmacniacza. Kierując się

powyższymi założeniami przyjęto wartość progowego napięcia bramka-źródło, która jest kompromisem pomiędzy wysoką sprawnością wzmacniacza mocy a zniekształceniami wzmacnianego sygnału:

$$U_{GS0} = 2,45V \quad (4.25)$$

Odpowiadający tej wartości napięcia polaryzacji bramka-źródło spoczynkowy prąd drenu wynosi (rys. 4.5):

$$I_{D00} = 384mA \quad (4.26)$$

a wypadkowa charakterystyka  $i_{D1} - i_{D2} = f(u_{g1})$  ma przebieg przedstawiony na rysunku 4.4.

Amplituda składowej zmiennej napięcia bramki wymagana dla uzyskania założonej mocy wyjściowej (wzór 4.12) wynosi więc:

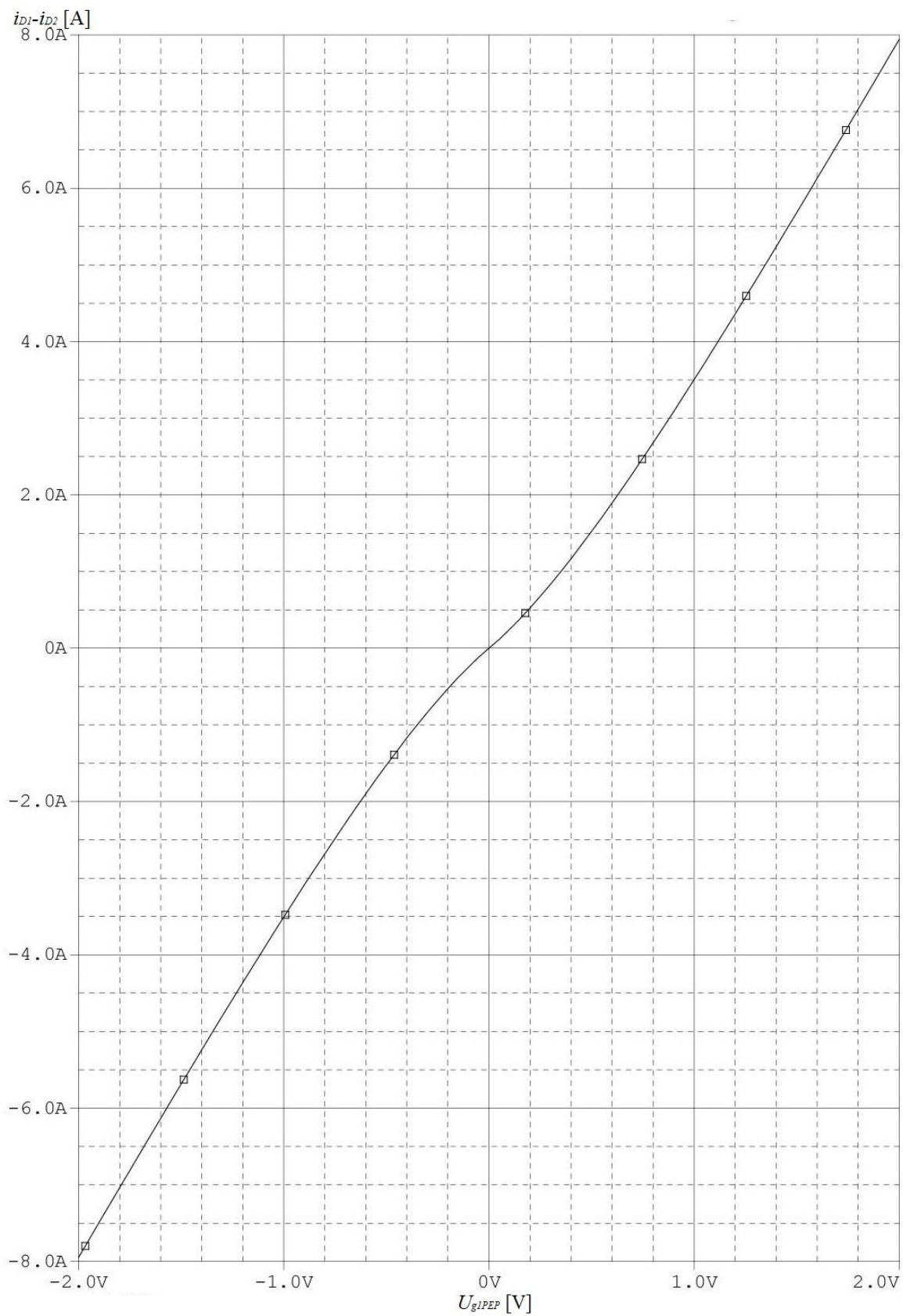
$$U_{g1PEP} = u_{GSpeak} - U_{GS0} = 4,43V - 2,45V = 1,98V \quad (4.27)$$

Zatem wzmocnienie napięciowe tranzystora w projektowanym wzmacniaczu przy maksymalnej mocy wyjściowej ma wartość:

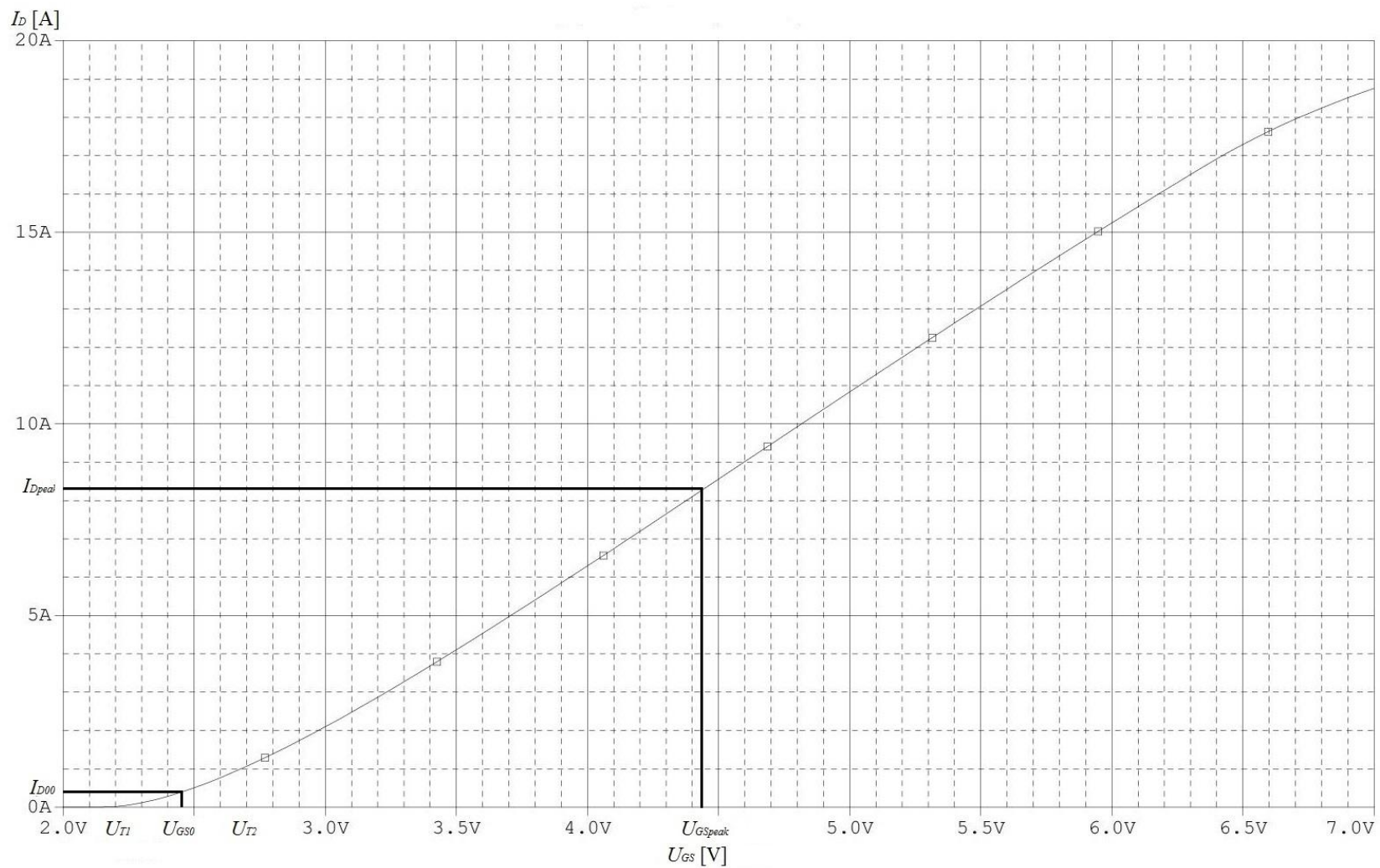
$$K_u = -\frac{U_{d1PEP}}{U_{g1PEP}} = -\frac{25,649V}{1,98V} = -12,954 \frac{V}{V} \quad (4.28)$$

Moc tracona w pojedynczym tranzystorze projektowanego wzmacniacza bez wysterowania wynosi:

$$P_{Dstr\emptyset} = U_Z \cdot I_{D00} = 13,056W \quad (4.29)$$



Rys 4.4. Wypadkowa charakterystyka  $i_{D1} - i_{D2} = f(u_{g1})$  wyznaczona za pomocą programu PSpice ( $U_{DS} = 34V, T_j = 125^\circ C$ )



Rys 4.5. Charakterystyka przejściowa  $I_D = f(U_{GS})$  tranzystora SD703 wyznaczona za pomocą programu PSpice ( $U_{DS} = 34V$ ,  $T_j = 125^\circ C$ )

We wzmacniaczu klasy AB, moc tracona w tranzystorach osiąga maksimum przy częściowymysterowaniu tego wzmacniacza. Maksymalna moc tracona w obu tranzystorach we wzmacniaczu klasy AB spełnia warunek [1]:

$$P_{Dstr\max(2)}^{(AB)} < P_{\Sigma} = 2P_{Dstr\emptyset} + P_{Dstr\max(2)}^{(B)} \quad (4.30)$$

gdzie:  $P_{Dstr\emptyset}$  - moc tracona w pojedynczym tranzystorze bezysterowania,  $P_{Dstr\max(2)}^{(B)}$  - maksymalna moc tracona w obu tranzystorach wzmacniacza pracującego w idealnej klasie B o takiej samej mocy wyjściowej.

Dla wzmacniacza klasy B o napięciu zasilania  $U_z = 34V$  oraz rezystancji dynamicznej widzianej przez pojedynczy tranzystor wynoszącej  $R_d = 3,125\Omega$ , maksymalna moc tracona w obu tranzystorach wynosi [19]:

$$P_{Dstr\max(2)}^{(B)} = \frac{2 \cdot E_z^2}{\pi^2 \cdot R_d} = 74,96W \quad (4.31)$$

Dla projektowanego wzmacniacza warunek 4.30 ma zatem postać:

$$P_{Dstr\max(2)}^{(AB)} < P_{\Sigma} = 2 \cdot 13,056W + 74,96W = 101,072W \quad (4.32)$$

Wartość graniczna  $P_{\Sigma}$  maksymalnej mocy traconej w obu tranzystorach jest zatem mniejsza od maksymalnej dopuszczalnej mocy traconej w podwójnym tranzystorze SD703 (wzór 4.9):

$$P_{\Sigma} < P_{tot} \quad (4.33)$$



## 4.6. Dokładniejsze oszacowanie mocy traconej w tranzystorach w klasie AB [20]

Przyjęty w punkcie 4.6 sposób oszacowania maksymalnej wartości mocy traconej w tranzystorach w klasie AB (wzór 4.30) jest oszacowaniem bardzo pesymistycznym i określa tę moc z dużym nadmiarem. W rzeczywistości bowiem straty mocy wynikające z przepływu prądu spoczynkowego nie sumują się bezpośrednio ze stratami mocy przy niepełnym wysterowaniu dla klasy B. Spełnienie warunku 4.33 gwarantuje zatem bezpieczną pracę tranzystora SD703.

Dokładniejsze wyznaczenie mocy traconej we wzmacniaczu pracującym w klasie AB wymaga uwzględnienia krzywizny charakterystyki przejściowej zastosowanych tranzystorów. Zgodnie z metodą przedstawioną w [20] można to zrobić poprzez przyjęcie odcinkowo-liniowego modelu charakterystyki przejściowej tranzystora. Tworząc taki model dla tranzystora SD703 otrzymujemy następujące równania (rys. 4.6):

- obszar dużych prądów ( $u_{GS} > U_{T2} = 2,7V$ ), w którym zależność prądu drenu od napięcia bramka-źródło opisana jest wzorem:

$$i_D = g_{FS} \left( u_{GS} - \frac{U_{T1} + U_{T2}}{2} \right) = 4,09 \frac{A}{V} \cdot (u_{GS} - 2,45) \quad (4.34)$$

- obszar zakrzywienia charakterystyki ( $2,2V < u_{GS} < 2,7V$ ), w którym przyjęto aproksymację charakterystyki linią prostą o równaniu:

$$i_D = 0,5 \cdot g_{FS} (u_{GS} - U_{T1}) = 2,04 \frac{A}{V} \cdot (u_{GS} - 2,2) \quad (4.35)$$

- obszar zatkania ( $u_{GS} < U_{T1} = 2,2V$ ), w którym tranzystor zachowuje się jak rozwarcie:

$$i_D = 0 \quad (4.36)$$

Zgodnie z przyjętą metodą napięcie wstępnej polaryzacji bramki zapewniające maksymalną liniowość wzmacniacza przeciwobnego ma wartość:

$$U_{GS0} = \frac{U_{T1} + U_{T2}}{2} = 2,45V \quad (4.37)$$

Przyjmujemy sinusoidalnie zmienne napięcie sterujące:

$$u_{GS}(\omega_o t) = U_{GS0} + U_g \cdot \cos(\omega_o t) = 2,45V + U_g \cdot \cos(\omega_o t) \quad (4.38)$$

gdzie:  $U_g$  - amplituda napięcia sterującego bramkę

Dla dostatecznie małych amplitud napięcia sterującego ( $U_g \leq (U_{T2} - U_{T1})/2 = 0,25V$ ) projektowany wzmacniacz pracuje w klasie A, a prąd elementów aktywnych wyraża się wzorem:

$$\begin{aligned} i_{D1,2}(\omega_o t) &= I_{D00} \pm I_d^{(A)} \cdot \cos(\omega_o t) = I_{D00} \pm 0,5 \cdot g_{FS} \cdot U_g \cdot \cos(\omega_o t) = \\ &= 0,384A \pm 2,04 \frac{A}{V} \cdot U_g \cdot \cos(\omega_o t) \end{aligned} \quad (4.39)$$

gdzie:  $I_{D00}$  - prąd spoczynkowy wyznaczony z rzeczywistej charakterystyki statycznej tranzystora (wzór 4.26),  $0,5 g_{FS}$  - nachylenie charakterystyki przejściowej w obszarze jej zakrzywienia (rys 4.6)

Dlaysterowania spełniającego warunek [20]:

$$k \leq k_{\max}^{(A)} = \frac{U_{g1PEP}^{(A)}}{U_{g1PEP}} = \frac{2I_{D00}}{i_{DpeakPEP}} = 0,0936 \quad (4.40)$$

gdzie:  $i_{DpeakPEP}$  - wartość szczytowa prądu drenu przy pełnej mocy (wzór 4.21)

moc tracona w obu tranzystorach ma wartość:

$$\begin{aligned} P_{str(2)}^{(A)}(k) &= 2U_Z \cdot I_{D00} - P_d(k) = 2U_Z \cdot I_{D00} - k^2 P_{dPEP} = \\ &= 2U_Z \cdot I_{D00} - k^2 \cdot \frac{1}{2} \xi_D \cdot U_Z \cdot i_{DpeakPEP} = 26,112W - k^2 \cdot 105,210W \end{aligned} \quad (4.41)$$

gdzie:  $U_Z$  - napięcie zasilania (wzór 4.11),  $P_{dPEP}$  - moc drenowa wzmacniacza przy pełnym wysterowaniu (wzór 4.12),  $\xi_D$  - współczynnik wykorzystania napięcia zasilania (wzór 4.20)

Dla większego wysterowania  $k > k_{\max}^{(A)}$  tranzystory pracują w klasie AB, a kąt przepływu ich prądów wyjściowych  $2\theta_1$  spada poniżej  $2\pi$  [20]:

$$\cos \theta_1 = \frac{2I_{D00}}{k \cdot i_{DpeakPEP}} = -\frac{0,0936}{k} < 0 \quad (4.42)$$

Kąt  $2\theta_2 < \pi$  jest kątem przepływu prądu tranzystora w obszarze  $u_{GS} > 2,7V$ :

$$\cos \theta_2 = -\cos \theta_1 = \frac{0,0936}{k} > 0 \quad (4.43)$$

Średnia moc tracona w obu tranzystorach w funkcji wysterowania wyznaczana jest jako różnica między mocą zasilania wzmacniacza a jego mocą drenową:

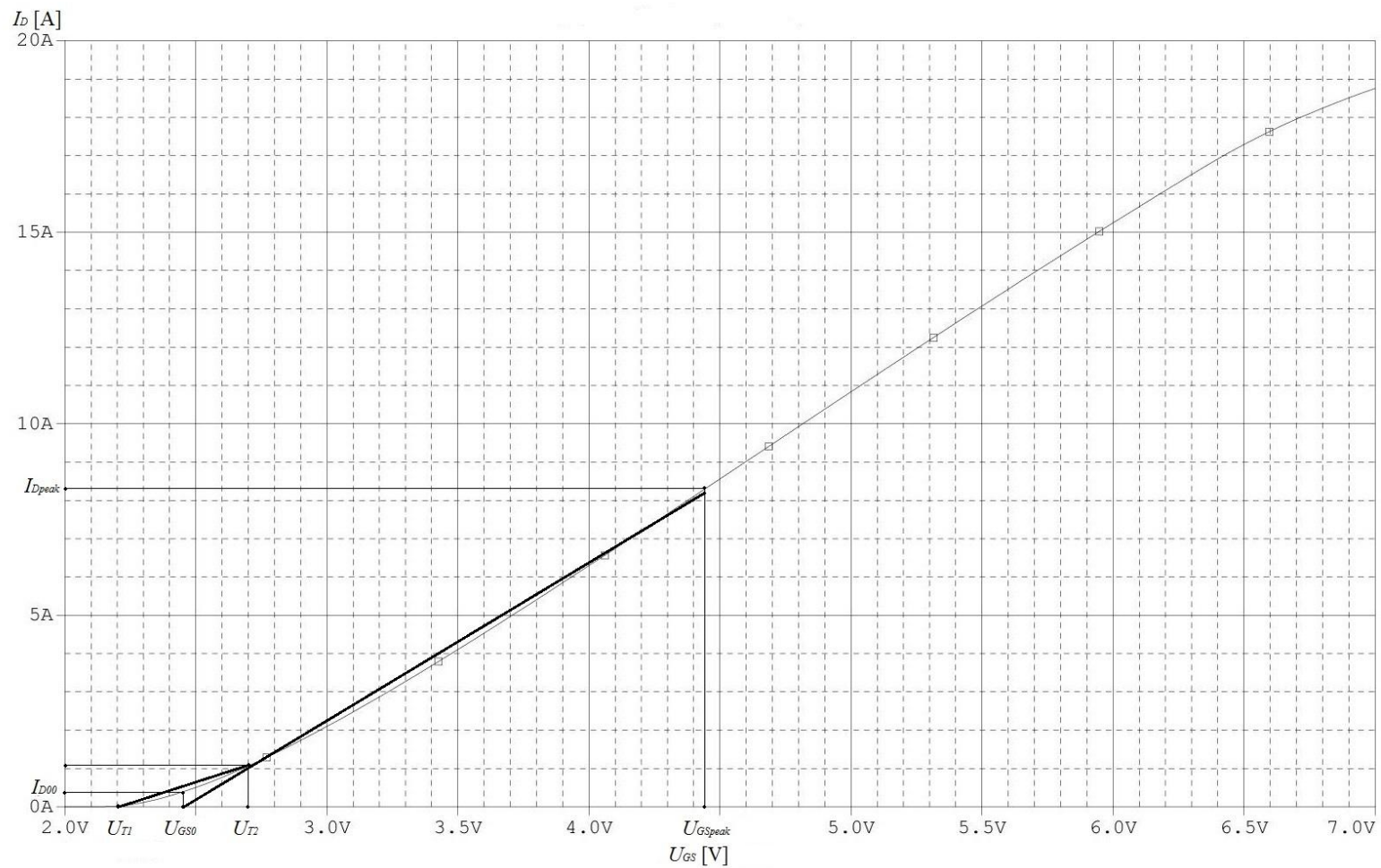
$$P_{Dstr(2)}^{(AB)}(k) = P_Z - P_d(k) = U_Z I_Z - P_d(k) \quad (4.44)$$

Prąd zasilania wzmacniacza  $I_Z$  jest sumą wartości średnich prądów drenu obu tranzystorów [20]:

$$\begin{aligned} I_Z &= \frac{2}{\pi} (k \cdot i_{DpeakPEP} \cdot \sin \theta_2 + I_{D00} \cdot (\pi - 2\theta_2)) = \\ &= \frac{2}{\pi} (k \cdot 8,208A \cdot \sin \theta_2 + 0,384A \cdot (\pi - 2\theta_2)) \end{aligned} \quad (4.45)$$

Moc drenowa wzmacniacza w funkcji wysterowania opisana jest wzorem:

$$P_d(k) = k^2 \cdot P_{dPEP} = k^2 \cdot 105,26W \quad (4.46)$$



4.6. Odcinkowo – liniowa aproksymacja charakterystyki przejściowej tranzystora SD703 przyjęta w metodzie obliczania mocy traconej w projektowanym wzmacniaczu

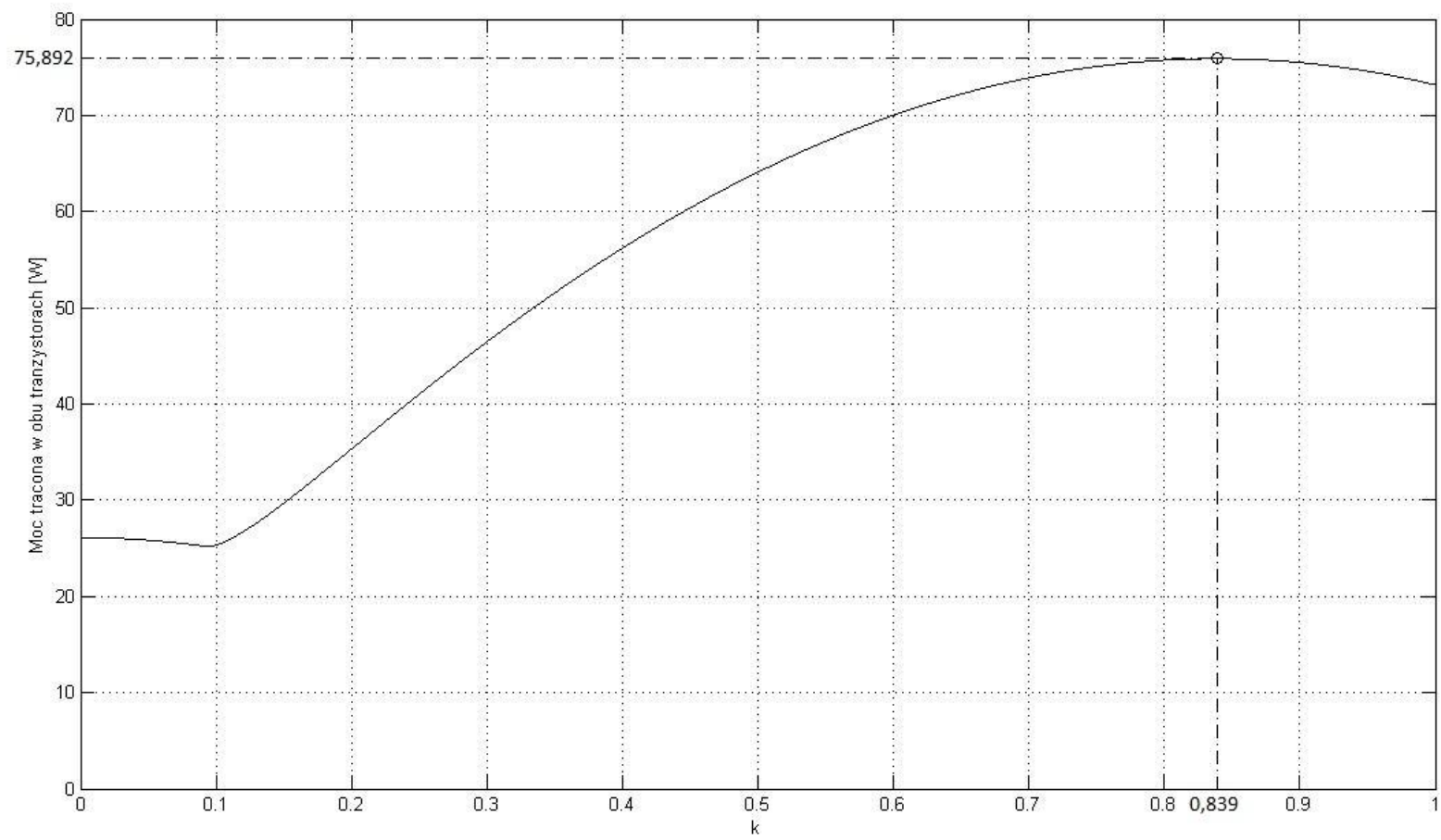
W projektowanym wzmacniaczu wyrażenie 4.44 przyjmuje zatem postać:

$$P_{Dstr(2)}^{(AB)}(k) = \frac{2}{\pi} \cdot U_Z (k \cdot 8,208A \cdot \sin \theta_2 + 0,384A \cdot (\pi - 2\theta_2)) - k^2 \cdot 105,26W \quad (4.47)$$

Na rysunku 3.7 pokazano obliczoną na podstawie wzorów 4.41 i 4.47 zależność mocy traconej w obu tranzystorach od wysterowania dla projektowanego wzmacniacza. Wyznaczona z tej zależności maksymalna moc tracona w obu tranzystorach występuje przy wysterowaniu  $k = 0,839$  i wynosi:

$$P_{Dstr \max(2)} = 75,892W \quad (4.48)$$

Wyznaczona wartość maksymalnej mocy traconej w podwójnym tranzystorze SD703 jest znacznie mniejsza od wartości granicznej obliczonej w poprzednim punkcie (wzór 4.32). Jest przy tym niewiele wyższa od wartości obliczonej dla idealnej klasy B (wzór 4.31). Wynika to z małej wartości prądu spoczynkowego  $I_{D00}=384mA$  (wzór 4.26) w stosunku do wartości szczytowej prądu drenu przy mocy maksymalnej ( $i_{DpeakPEP} = 8,208A$  – wzór 4.21).



4.7. Zależność mocy traconej w obu tranzystorach w funkcji wysterowania

## 4.7. Projekt obwodu wyjściowego

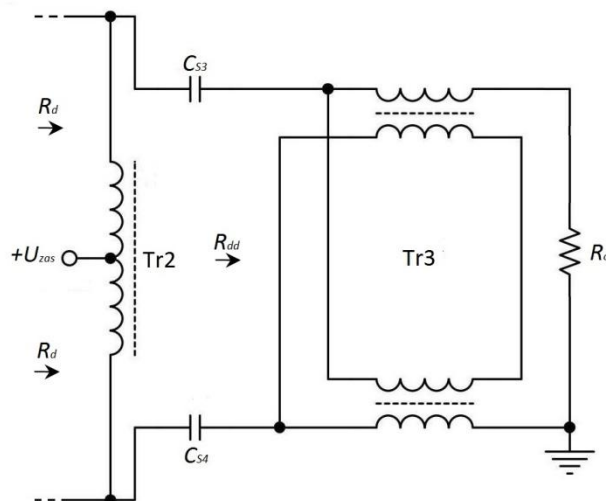
Pojemność wyjściowa tranzystora wpływa na górną 3-dB częstotliwość graniczną wzmacniacza. Katalogowa wartość pojemności wyjściowej tranzystora SD703 wynosi [18]:

$$C_{wy} = 96\text{pF} \quad (4.49)$$

Górna 3-dB częstotliwość graniczna wzmacniacza wynikająca z tej pojemności oraz z przyjętej rezystancji dynamicznej widzianej przez pojedynczy tranzystor (wzór 4.17) wynosi (wzór 3.2, p. 3.1):

$$f_{g3dB} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_d \cdot 2C_{wy}} = 265,258\text{MHz} \gg 30\text{MHz} \quad (4.50)$$

Częstotliwość ta jest znacznie większa od górnej granicy pasma przenoszenia projektowanego wzmacniacza, a zatem pojemność wyjściowa tranzystora nie wpływa na właściwości projektowanego wzmacniacza w założonym paśmie przenoszonych częstotliwości.



Rys 4.8. Obwód wyjściowy projektowanego wzmacniacza

Projektowany układ transformujący rezystancję obciążenia w rezystancję dynamiczną widzianą przez każdy z tranzystorów powinien mieć przekładnię impedancji (1+1):16 (wzór 4.17). Przyjęty układ składa się z symetryzatora Tr2 o przekładni impedancji (1+1):4 oraz transformatora z symetrycznym wejściem i niesymetrycznym wyjściem z linią długą Tr3 o przekładni impedancji 1:4 (rys 4.8).

Transformator Tr3 składa się z dwóch jednakowej długości odcinków linii długiej nawiniętych na osobne rdzenie. Wejścia tych linii są połączone równolegle a wyjścia szeregowo (por. [11]). Indukcyjność główna uzwojenia pierwotnego każdego z elementarnych transformatorów powinna być na tyle duża, aby dolna 3-dB granica pasma przenoszonych przez transformator częstotliwości była niższa od dolnej granicy pasma pracy wzmacniacza [1]:

$$L_{g3} \gg \frac{R_o}{4 \cdot \pi \cdot f_d} \quad (4.51)$$

gdzie:  $R_o$  - rezystancja obciążenia wzmacniacza,  $f_d$  - częstotliwość dolna wzmacniacza.

W projektowanym wzmacniaczu ( $R_o = 50\Omega$ ,  $f_d = 1\text{MHz}$ ) warunek 4.51 przyjmuje postać:

$$L_{g3} \gg \frac{50\Omega}{4 \cdot \pi \cdot 1\text{MHz}} = 3,979\mu\text{H} \quad (4.52)$$

W zbudowanym wzmacniaczu indukcyjność główna  $L_{g3}$  wynosi (p. 6.1.3):

$$L_{g3} = 5,5\mu\text{H} \quad (4.53)$$

Indukcyjność główna transformatora Tr2 powinna spełniać warunek (wzór 3.6, p. 3.3):

$$L_{g2} \gg \frac{R_d}{2 \cdot \pi \cdot f_d} \quad (4.54)$$

gdzie:  $R_d$  - rezystancja dynamiczna widziana przez pojedynczy tranzystor (wzór 4.12),  $f_d$  - częstotliwość dolna projektowanego wzmacniacza.



W projektowanym wzmacniaczu ( $R_d = 3,125\Omega$ ,  $f_d = 1\text{MHz}$ ) warunek 4.54 ma postać:

$$L_{g2} \gg \frac{3,125\Omega}{2 \cdot \pi \cdot 1\text{MHz}} = 0,497\mu\text{H} \quad (4.55)$$

W zbudowanym wzmacniaczu indukcyjność główna  $L_{g2}$  wynosi (p. 6.1.2):

$$L_{g2} = 2\mu\text{H} \quad (4.56)$$

Wartości pojemności kondensatorów sprzęgających  $C_{S3}$  oraz  $C_{S4}$  (rys. 4.8) powinny być na tyle duże, aby można było pominąć spadki napięć na tych pojemnościach [1]:

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot C} \ll R_{dd} = 12,5\Omega \quad (4.57)$$

Przyjęto wartości pojemności  $C_{S3}$  oraz  $C_{S4}$  spełniające powyższy warunek:

$$C_{S3} = C_{S4} = 200\text{nF} \quad (|X_{CS3}(1\text{MHz})| = |X_{CS4}(1\text{MHz})| = 0,796\Omega \ll R_{dd}) \quad (4.58)$$

## 4.8. Projekt obwodu wejściowego

Pojemność wejściowa tranzystora z uwzględnieniem efektu Millera wyznaczana jest ze wzoru (p. 3.2):

$$C_{we} = C_{is} + |K_u| C_{rs} \quad (4.59)$$

gdzie:  $C_{is}$  - katalogowa pojemność wejściowa tranzystora,  $C_{rs}$  - katalogowa pojemność zwrotna tranzystora,  $K_u$  - wzmocnienie napięciowe tranzystora w projektowanym wzmacniaczu.

Przyjmując wartości pojemności wejściowej i zwrotnej równe  $C_{is} = 150\text{pF}$  i  $C_{rs} = 9\text{pF}$  [18] otrzymujemy pojemność wejściową:

$$C_{we} = 266,586\text{pF} \quad (4.60)$$

Wartość reaktancji odpowiadającej pojemności wejściowej każdego z tranzystorów przy maksymalnej częstotliwości wzmacnianych sygnałów wynosi:

$$|X_{C_{we}}(30\text{MHz})| = 19,9\Omega \quad (4.61)$$

Przy pominięciu rezystancji strat bramek tranzystorów impedancja wejściowa każdego z tranzystorów ma jedynie część urojoną, która przy  $f_{we} = 30\text{MHz}$  wynosi:

$$X_{we} = X_{C_{we}} = -19,9\Omega \quad (4.62)$$

W obwodzie wejściowym wzmacniacza konieczne jest zastosowanie dodatkowych rezystorów  $R_1$ ,  $R_2$  bocznikujących wejście bramka-źródło tranzystorów mocy (rys. 4.1), które umożliwiają uzyskanie dopasowania wejścia tranzystora do generatora, a także doprowadzają napięcie polaryzacji do bramek tranzystorów (p. 4.3).

Przyjęto, że rezystancje włączone równolegle pomiędzy bramki tranzystorów a ich źródła będą wynosić:

$$R_{1,2} = 25\Omega \quad (4.63)$$

Wymaganą przekładnię transformatora wejściowego Tr1 można obliczyć ze wzoru [1]:

$$n = \sqrt{\frac{R_G}{2R_{1,2}}} = \sqrt{\frac{50\Omega}{2 \cdot 25\Omega}} = 1 \quad (4.64)$$

Transformator Tr1 należy zatem zrealizować w postaci transformatora w wykorzystaniu linii długiej o przekładni 1:(1+1) (rys 4.9) pełniącego funkcję symetryzatora.

Dzięki zastosowaniu transformatora o przekładni 1:(1+1), napięcie wejściowe wymagane do uzyskania maksymalnej mocy wyjściowej wzmacniacza jest tylko 2-krotnie większe niż wymagane napięcie sterujące tranzystorami mocy (wzór 4.27):

$$U_{wePEP} = 2U_{g1PEP} = 3,96V \quad (4.65)$$

Siła elektromotoryczna (SEM) generatora  $E_g$  potrzebna do uzyskania maksymalnej mocy wyjściowej wzmacniacz wynosi [1]:

$$E_{g(RMS)} = \frac{2 \cdot U_{wePEP}}{\sqrt{2}} = 5,6V \quad (4.66)$$

Przy założonej wartości rezystancji  $R_{1,2} = 25\Omega$  (wzór 4.63) impedancja „widziana” z wejścia wzmacniacza przy  $f_{wemax} = 30MHz$  jest silnie zespolona ( $|X_{we}| < R_{1,2}$ ). W celu skompensowania urojonej składowej impedancji wejściowej tranzystora (wzór 4.62) należy włączyć szeregowo z brankami cewki  $L_1, L_2$  (rys. 4.9) o indukcyjności:

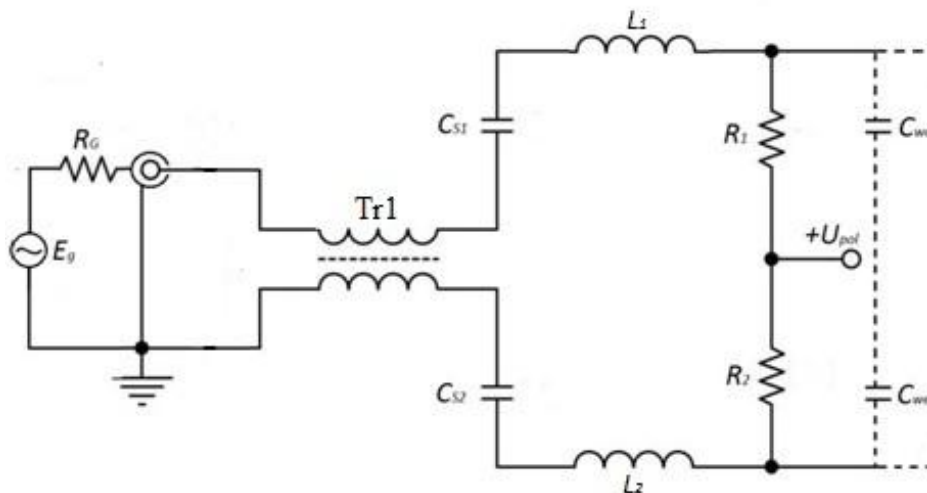
$$L_{1,2}(30MHz) = \frac{X_{C_{we}}}{2\pi f} = 105,575nH \quad (4.67)$$

Pojemności kondensatorów sprzęgających  $C_{S1}$  oraz  $C_{S2}$  (rys. 4.1) powinny być na tyle duże, aby powstający na nich spadek napięcia był pomijalnie mały w stosunku do napięcie na rezystorach  $R_1$  oraz  $R_2$ :

$$|X_{C_{s1,2}}| \ll R_{1,2} = 25\Omega \quad (4.68)$$

Przyjęto wartości pojemności  $C_{S1}$  oraz  $C_{S2}$  wynoszące:

$$C_{S1} = C_{S2} = 200nF (|X_{C_{s1,2}}(1MHz)| = 0,8\Omega) \quad (4.69)$$



Rys 4.9. Obwód wejściowy wzmacniacza z transformatorem Tr1 o przekładni 1:(1+1) zrealizowanym z wykorzystaniem linii długiej

Indukcyjność główna pojedynczego uzwojenia transformatora Tr1 powinna być na tyle duża, aby nie obniżała znacząco impedancji wejściowej wzmacniacza dla dolnej częstotliwości granicznej pasma wzmacnianych sygnałów. Wartość indukcyjności głównej powinna zatem spełniać warunek:

$$L_{g1} \gg \frac{2R_G}{2\pi \cdot f_d} = 15,915\mu\text{H} \quad (4.70)$$

Wykonanie transformatora szerokopasmowego o indukcyjności głównej spełniającej warunek 4.70 jest niemożliwe, ponieważ dostępne w sprzedaży ferrytowe i proszkowe rdzenie transformatorowe przeznaczone na pasmo fal krótkich charakteryzują się zbyt małą wartością przenikalności magnetycznej [21]. Badania symulacyjne obwodu wyjściowego (p. 5.1) wykazały jednak, że ze względu na zbyt małe wartości indukcyjności głównych transformatorów wchodzących w skład obwodu wyjściowego (p. 6.1.2, 6.1.3), konstruowany wzmacniacz nie będzie mógł wzmacniać sygnałów o częstotliwości mniejszej niż 3MHz.

W zbudowanym wzmacniaczu indukcyjność główna  $L_{g1}$  wynosi (p. 6.1.1):

$$L_{g1} = 9,4\mu\text{H} \quad (4.71)$$

Wartość ta nie spełnia warunku 4.70. Jednak dla częstotliwości  $f=3\text{MHz}$  warunek 4.70 przyjmuje nową postać:

$$L_{g1} \gg \frac{2R_G}{2\pi \cdot 3\text{MHz}} = 5,3\mu\text{H} \quad (4.72)$$

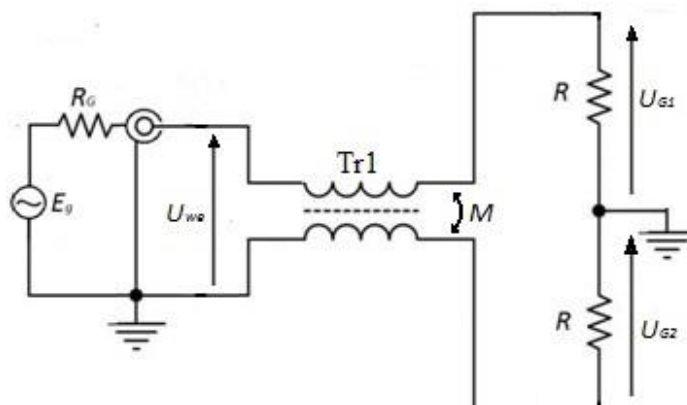
Indukcyjność główna  $L_{g1}$  (wzór 4.71) spełnia zatem warunek 4.72 zakładający, że nowa częstotliwość dolna wynosi 3MHz.

Dla uproszczonego obwodu wejściowego wzmacniacza (rys. 4.10) napięcia na bramkach tranzystorów opisane są przez następujące równania [22]:

$$U_{G1} = \frac{1 + j\omega \frac{L_{g1}}{R}}{1 + \frac{2\omega^2}{R^2}(M^2 - L_{g1}^2) + j\omega \frac{2L_{g1}}{R}} \quad (4.73)$$

$$U_{G2} = \frac{-j\omega \frac{M}{R}}{1 + \frac{2\omega^2}{R^2}(M^2 - L_{g1}^2) + j\omega \frac{2L_{g1}}{R}} \quad (4.74)$$

Z powyższych równań wynika, że zbyt mała indukcyjność główna transformatora wejściowego może doprowadzić do asymetrii sterowania w zakresie małych częstotliwości.



Rys 4.10. Uproszczony obwód wejściowy wzmacniacza ( $U_{we}$  – napięcie wejściowe,  $U_{G1}, U_{G2}$  – napięcia na bramkach tranzystorów,  $M$  – indukcyjność wzajemna)

Przyjmując, że transformator Tr1 będzie nawinięty przy użyciu kabla koncentrycznego można założyć, że  $M \cong L$  [23]. Zatem, aby największa rozbieżność napięć sterujących na wejściu tranzystorów nie przekraczała 5% (przy częstotliwości  $f=3\text{MHz}$ ), indukcyjność główna  $L_{g1}$  powinna spełniać warunek:

$$L_{g1} \geq \frac{5R}{2\pi \cdot f_d} = 6,63\mu\text{H} \quad (4.75)$$

Przyjęta wartość indukcyjności głównej  $L_{g1}$  (wzór 4.71) spełnia również warunek 4.75. Ze względu na ograniczenie pasma częstotliwości przenoszonych przez budowany wzmacniacz nie jest konieczna zmiana koncepcji budowy transformatora wejściowego.

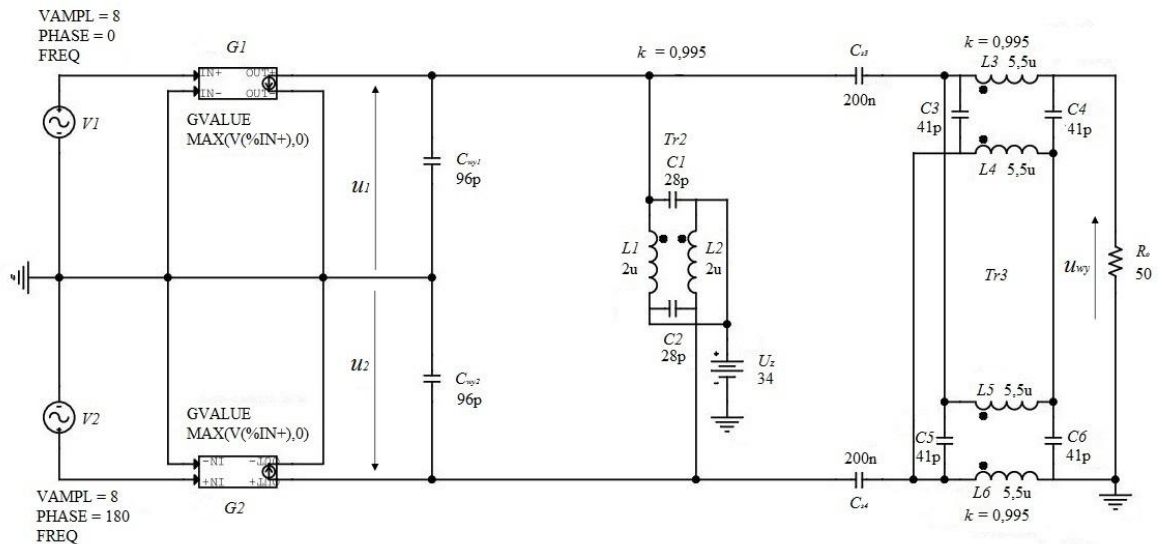
Wyznaczone powyżej wartości  $R_{1,2}$  (wzór 4.63) i  $L_{1,2}$  (wzór 4.67) nie uwzględniają m.in. wpływu rezystancji strat bramek tranzystorów oraz nieidealności transformatora wejściowego Tr1. Konieczna jest zatem korekcja tych wartości na podstawie wyników symulacji komputerowej w celu uzyskania najlepszego dopasowania na wejściu wzmacniacza (p. 5.2.2).

## 5. SYMULACJE I OPTIMALIZACJA ZAPROJEKTOWANEGO WZMACNIACZA

### 5.1. Analiza symulacyjna obwodu wyjściowego wzmacniacza mocy

W pracy przeprowadzono symulacje komputerowe w programie PSPICE dla zaprojektowanego w punkcie 4.7 obwodu wyjściowego przeciwsobnego wzmacniacza mocy w.cz.

W pierwszej kolejności, w układzie z rys. 5.1 wykonano analizę czasową .TRAN, w ramach, której obserwowano przebiegi czasowe napięć  $u_1$  i  $u_2$  oraz napięcia  $u_{wy}$  przy różnych częstotliwościach z zakresu pasma pracy wzmacniacza.



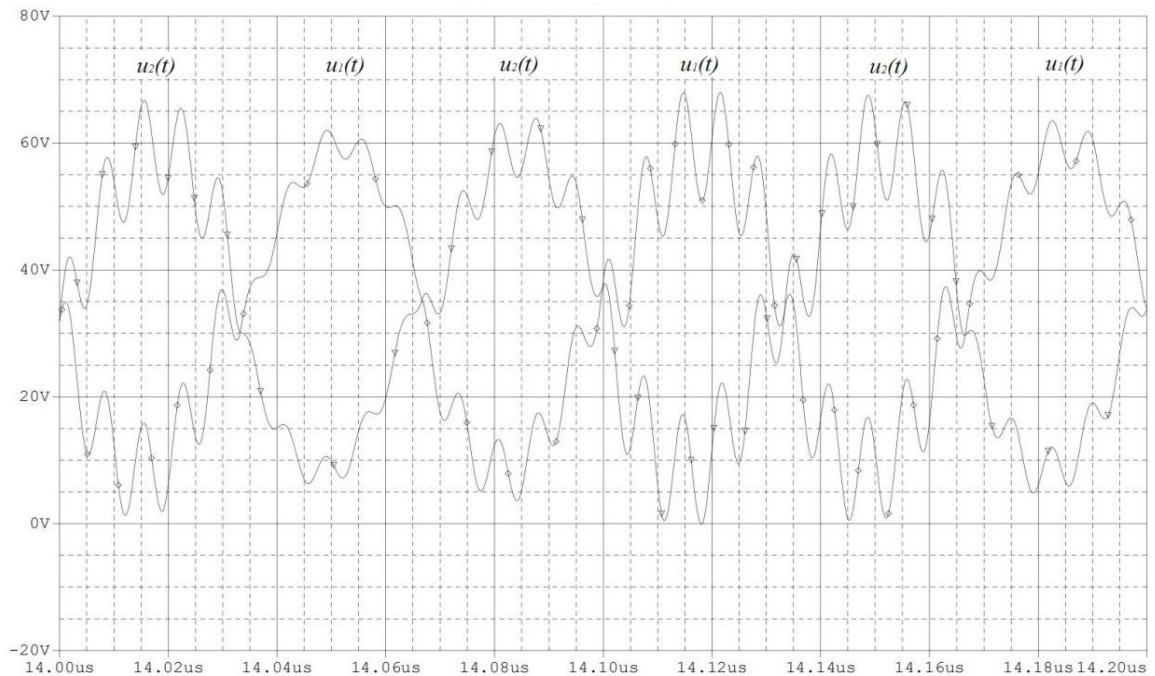
Rys. 5.1. Układ wykorzystywany do badania obwodu wyjściowego zaprojektowanego wzmacniacza

W symulowanym układzie z rys. 5.1 znajdują się dwa, przesunięte między sobą w fazie o  $180^\circ$ , źródła generujące impulsy prądowe o kształcie dodatnich półkresów sinusoidy, co odpowiada sytuacji, kiedy wzmacniacz w. cz. pracuje w klasie B.

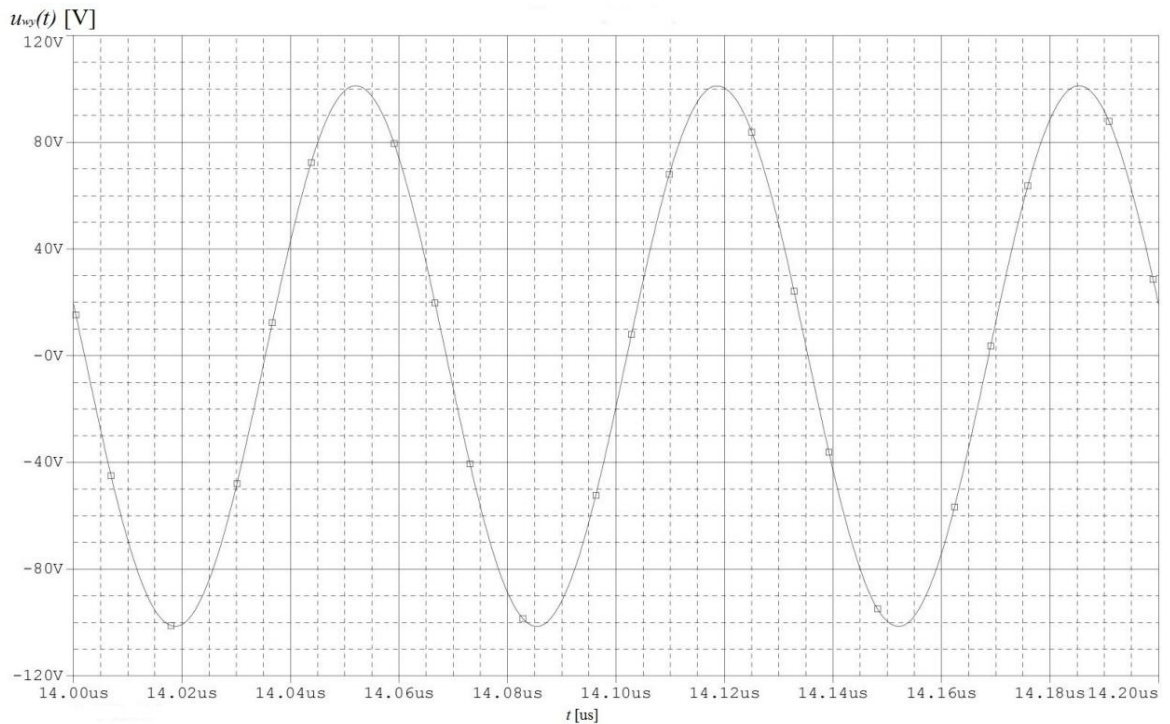
Przyjęte wartości indukcyjności głównych, pojemności międzyzwojieniowych oraz współczynników sprzężenia magnetycznego transformatorów Tr2 i Tr3 zostały zmierzone w punktach 6.1.2 – 6.1.3.

W uzyskanych przebiegach czasowych napięć  $u_1$  i  $u_2$  występują oscylacje o dużej częstotliwości (rys. 5.2). Ustalono, że powstają one wskutek rezonansu pojemności

wyjściowej tranzystora oraz zastępczej indukcyjności rozproszenia transformatorów Tr2 i Tr3. Należy zwrócić uwagę na fakt, iż fazy tych oscylacji w przebiegach  $u_1(t)$  i  $u_2(t)$  są zgodne.



Rys. 5.2. Przebiegi czasowe napięć  $u_1$  i  $u_2$  dla częstotliwości  $f = 15\text{MHz}$  w układzie z rys. 5.1



Rys. 5.3. Przebieg czasowy napięcia  $u_{wy}$  dla częstotliwości  $f = 15\text{MHz}$  w układzie z rys. 5.1

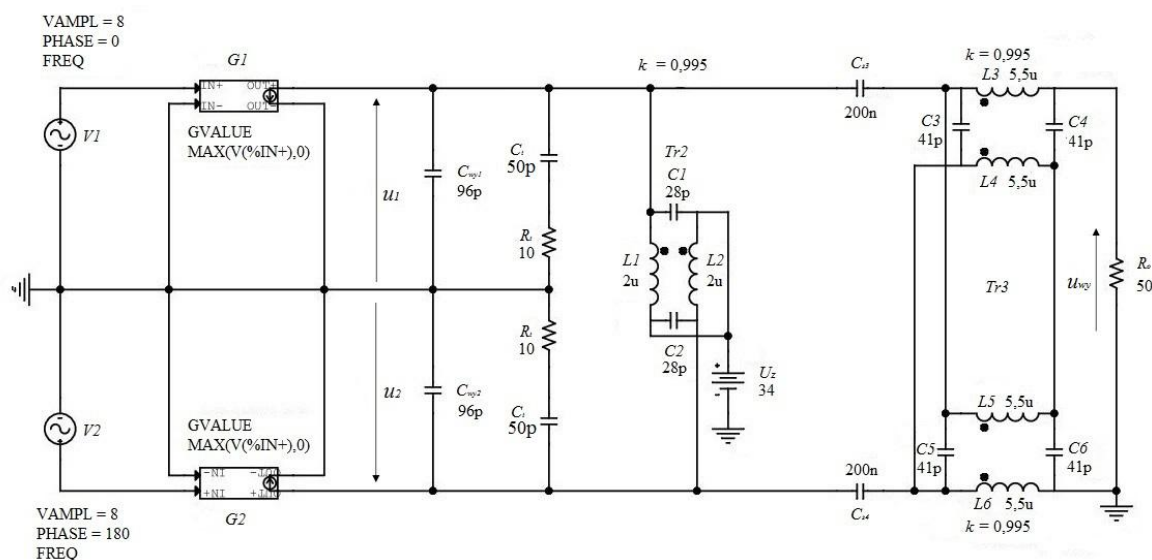


Oscylacje nie występują natomiast w uzyskanych przebiegach czasowych napięcia wyjściowego  $u_{wy}$  (rys. 5.3), bowiem zgodnie z zasadą działania wzmacniacza przeciwobnego napięcie  $u_{wy}(t)$  jest proporcjonalne do różnicy napięć  $u_1(t)$  i  $u_2(t)$ . Oscylacje występujące w przebiegach  $u_1$  oraz  $u_2$ , w rzeczywistości mogą być jednak na tyle duże, aby przy dużym wysterowaniu wprowadzić wzmacniacz w stan przewzbudzenia. Konieczne jest zatem stłumienie oscylacji poprzez zastosowanie w obwodzie wyjściowym dwóch jednakowych dwójników tłumiących  $R_t C_t$  (rys. 5.4) spełniających warunek:

$$\frac{1}{2\pi R_t C_t} > 30\text{MHz} \quad (5.1)$$

Przyjęto wartości  $R_t$ ,  $C_t$  spełniające warunek 5.1:

$$R_t = 10\Omega, C_t = 50\text{pF} \quad (5.2)$$

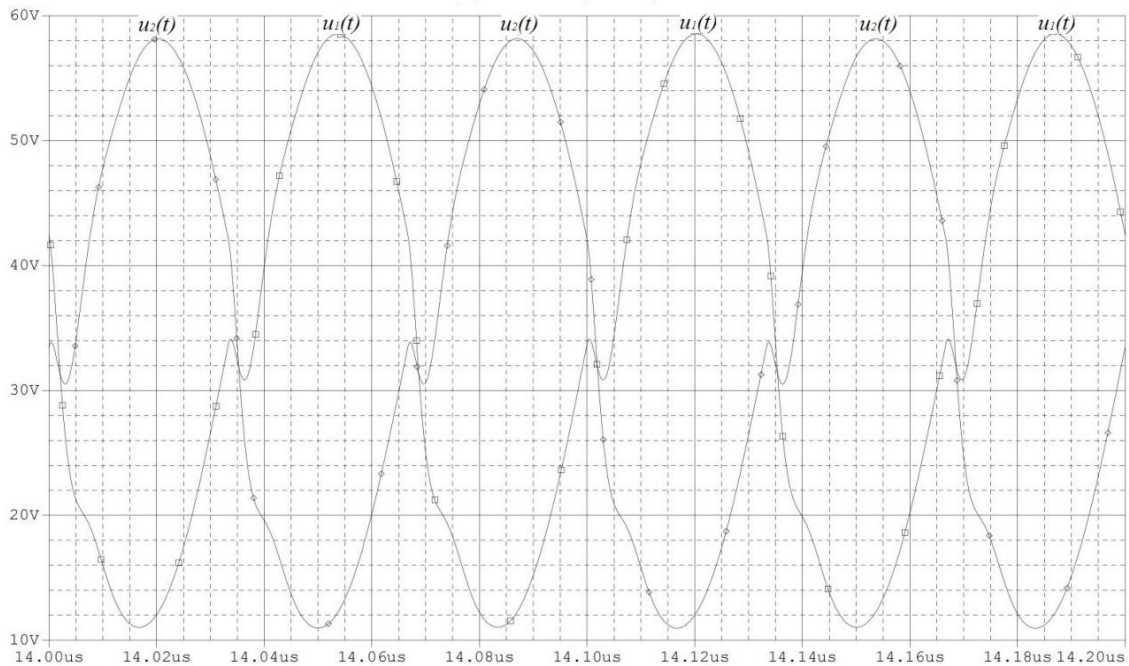


Rys. 5.4. Zmodyfikowany układ z rys. 5.1 wykorzystywany do badania obwodu wyjściowego zaprojektowanego wzmacniacza metodą symulacji PSPICE

Zastosowanie dwójników tłumiących spowodowało całkowite zniknięcie oscylacji w przebiegach czasowych napięć  $u_1$  oraz  $u_2$  (rys. 5.5).

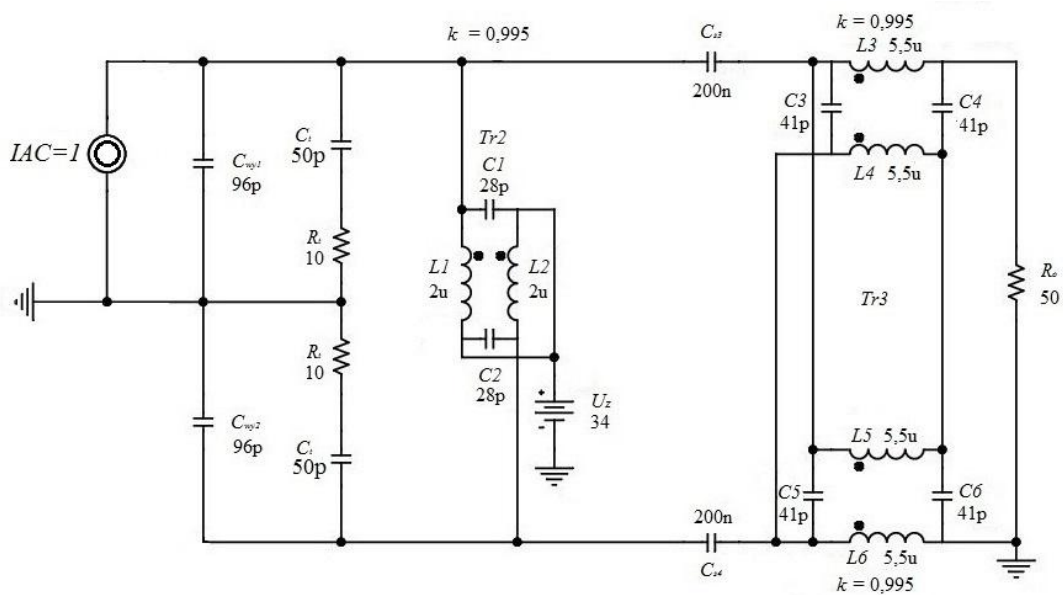
W zbudowanym wzmacniaczu pojemności wyjściowe tranzystorów wraz z ich rezystancjami strat będą tworzyć dwójniki, które powinny być w stanie skutecznie stłumić rezonans pasożytniczy a zatem zaprojektowane dwójniki  $R_t C_t$  będą zbędne. Przy

projektowaniu płytki drukowanej należy jednak uwzględnić zaprojektowane dwójniki tłumiące, które w razie potrzeby będzie można pominąć przy montażu wzmacniacza.



Rys. 5.5. Przebiegi czasowe napięć  $u_1$  i  $u_2$  dla układu z dwójnikami tłumiącymi dla  $f=15\text{MHz}$  (rys. 5.4)

Następnie w układzie z rysunku 5.6 wykonano analizę częstotliwościową .AC, w ramach której wyznaczono charakterystyki modułu  $|Z_d(f)|$  i argumentu impedancji  $\phi(f)$  widzianej przez pojedynczy tranzystor w zakresie częstotliwości  $1\text{MHz} \div 30\text{MHz}$ . Wyniki symulacji przedstawiono na rysunku 5.7.



Rys. 5.6. Układ wykorzystywany do symulacji obwodu wyjściowego

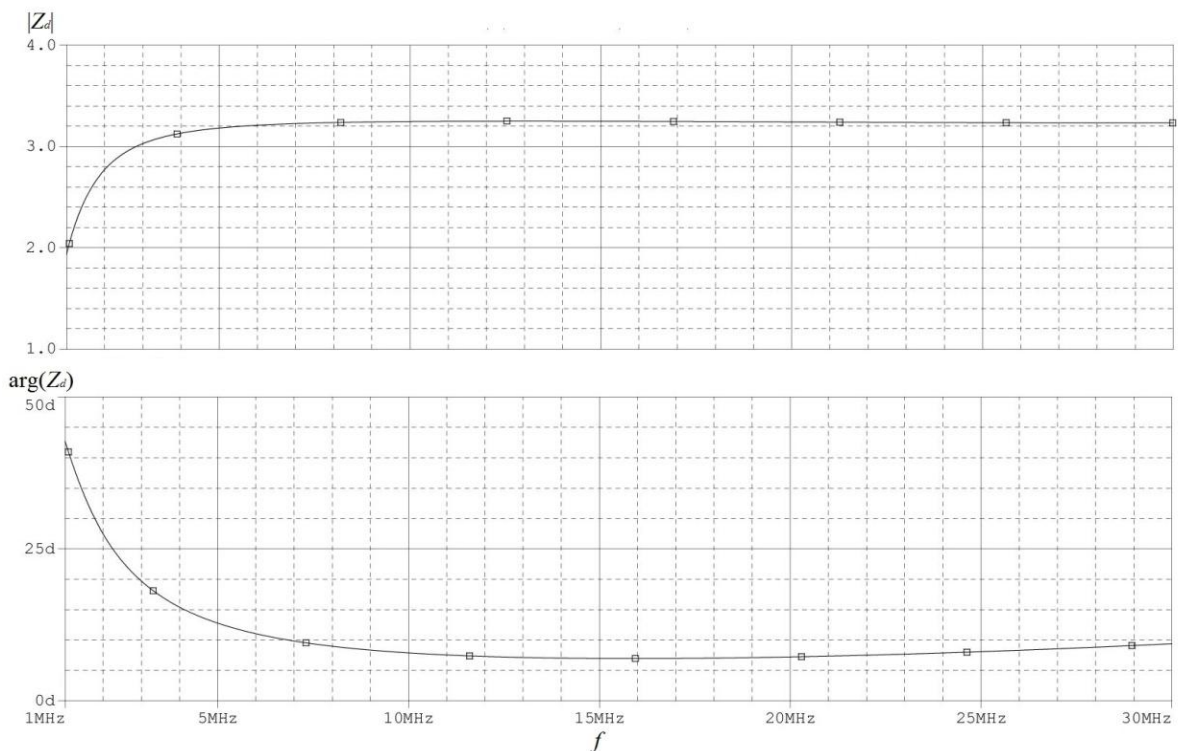
W zakresie częstotliwości 3MHz ÷ 30MHz moduł impedancji  $|Z_d|$  jest bliski wymaganej wartości  $R_d = 3,125\Omega$  (wzór 4.17, p. 4.5), natomiast kąt  $\phi$  jest niezerowy i ma charakter indukcyjny. Poniżej tego zakresu częstotliwości moduł impedancji gwałtownie spada a argument impedancji rośnie.

Symulacje zostały przeprowadzone również dla układu bez dwójników tłumiących. Uzyskane wyniki nie różnią się od wyników uzyskanych dla układu 5.6. Dwójniki tłumiące zostaną zatem uwzględnione w dalszych symulacjach.

Dolna 3-dB częstotliwość graniczna obwodu wyjściowego, odczytana z rys. 5.7, wynosi 1,06MHz. Odpowiadająca tej częstotliwości zastępcza indukcyjność główna transformatorów wchodzących w skład obwodu wyjściowego wynosi więc:

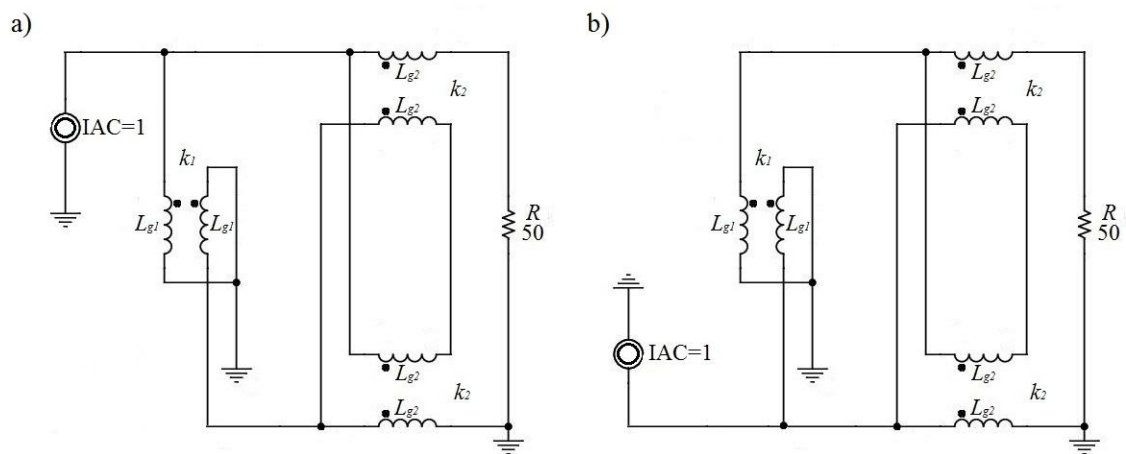
$$L_{gz} = \frac{R_d}{2\pi \cdot f_{d3dB}} = 0,469\mu\text{H} \quad (5.3)$$

Zastępcza indukcyjność główna  $L_{gz}$  ma zatem wartość znacznie mniejszą niż indukcyjności główne transformatora Tr2 (wzór 4.56, p. 4.7) i transformatora Tr3 (wzór 4.53, p. 4.7).



Rys. 5.7. Charakterystyka impedancji widzianej przez pojedynczy tranzystor

W celu zbadania wpływu indukcyjności głównych transformatorów Tr2 oraz transformatorów elementarnych wchodzących w skład transformatora Tr3, na impedancję obciążenia każdego z tranzystorów mocy, w tym na wartość zastępczej indukcyjności głównej przeprowadzono analizę częstotliwościową .AC uproszczonych układów zastępczych z rys. 5.8, zawierających tylko uproszczone modele transformatorów złożone ze sprzężonych indukcyjności. W ramach tej analizy wyznaczono moduł  $|Z|$  i argument impedancji  $\phi$  widzianej na zaciskach wejściowych transformatora Tr2 (rys. 5.8) w zakresie częstotliwości 1MHz ÷ 30MHz. Zbadano również wpływ rozproszenia magnetycznego każdego z transformatorów na impedancję widzianą przez pojedynczy tranzystor. Rezultaty tych badań zamieszczono w dodatku D.1.



Rys. 5.8. Układy wykorzystywane do badania impedancji obciążenia wnoszonej przez transformatory obwodu wyjściowego dla tranzystora T1 (a) i tranzystora T2 (b)

Z przeprowadzonych symulacji wyciągnięto następujące wnioski:

- Indukcyjność główna transformatora Tr2 oraz indukcyjności główne transformatorów elementarnych składających się na transformator Tr3 wpływają na impedancję obciążenia tranzystora, a zatem i na dolną częstotliwość graniczną wzmacniacza.
- Wraz ze spadkiem częstotliwości roboczej spada moduł impedancji obciążenia każdego tranzystora oraz zwiększa się przesunięcie fazy między napięciem i prądem, ponieważ zastępcza indukcyjność główna transformatorów wchodzących w skład obwodu wyjściowego, coraz bardziej bocznikuje rezystancję obciążenia tranzystora.
- Wartości zastępczej indukcyjności głównej bocznikującej tranzystory T1 i T2 są znacznie mniejsze od wartości indukcyjności głównych transformatora Tr2 i transformatorów elementarnych wchodzących w skład transformatora Tr3. Dolna częstotliwość graniczna wynikająca z zastępczej indukcyjności bocznikującej każdy z

tranzystorów jest zatem większa od wartości dolnych częstotliwości granicznych wynikających z indukcyjności głównych transformatorów rozpatrywanych osobno.

- Indukcyjności rozproszenia transformatorów wchodzących w skład obwodu wyjściowego wpływają na impedancję obciążenia tranzystora (powodują wzrost modułu impedancji obciążenia tranzystora oraz wzrost przesunięcia fazy pomiędzy napięciem i prądem). Wraz ze wzrostem częstotliwości roboczej wpływ jest coraz większy.
- Impedancja „widziana” względem masy na obu wejściach obciążonego transformatora Tr3 różni się. W związku z tym, aby zapewnić symetrię obciążenia obu tranzystorów, niezbędny jest transformator symetryzujący Tr2. Jeżeli transformator Tr2 jest idealny, to niesymetryczne obciążenie wzmacniacza  $R_o$  oraz indukcyjności rozproszenia transformatorów elementarnych wchodzących w skład transformatora Tr3 nie mają wpływu na symetrię impedancji obciążenia tranzystorów. Natomiast jeżeli transformator Tr2 nie jest idealny, to uwidacznia się asymetria impedancji widzianej przez każdy z tranzystorów. Jest ona tym większa, im większe są wartości indukcyjności rozproszenia transformatorów wchodzących w skład obwodu wyjściowego.

Zatem, aby 3-dB dolna częstotliwość graniczna wynikająca z zastępczej indukcyjności głównej znalazła się poza założonym pasmem wzmacniacza, należałoby zwiększyć wartość indukcyjności głównej transformatorów elementarnych składających się na transformator Tr3 (p. 6.1.3). Niestety jest to niemożliwe. Nie są bowiem dostępne w sprzedaży proszkowe rdzenie transformatorowe o dużej przenikalności magnetycznej przeznaczone na pasmo fal krótkich, które umożliwiłyby uzyskanie większej wartości indukcyjności głównej transformatora. Wartość możliwej do uzyskania indukcyjności głównej transformatora, ograniczona jest przez rezonanse własne uzwojeń transformatora (p. 3.6).

Gwałtowny spadek modułu oraz wzrost argumentu impedancji widzianej przez tranzystor poniżej częstotliwości 3MHz powoduje spadek mocy wyjściowej wzmacniacza oraz znaczący wzrost mocy traconej w tranzystorze (p. 5.4). Zdecydowano zatem, że zakres częstotliwości pracy projektowanego wzmacniacza powinien zostać ograniczony do zakresu fal krótkich, tj. 3MHz ÷ 30MHz.

## 5.2. Uzyskanie dopasowania na wejściu wzmacniacza

### 5.2.1. Wyznaczenie wielkosygnalowej impedancji wejściowej tranzystora SD703 w projektowanym wzmacniaczu

Jednym z założeń projektowych jest uzyskanie wartości impedancji wejściowej wzmacniacza równej  $50\Omega$ . W projekcie obwodu wejściowego wzmacniacza (p. 4.9) nie uwzględniono składowej rzeczywistej impedancji wejściowej tranzystora SD703, która ma znaczący wpływ na wartość impedancji wejściowej wzmacniacza.

Wielkosygnalowa impedancja wejściowa tranzystora jest funkcją zarówno jego parametrów, jak i obwodu wyjściowego i napięcia zasilania wzmacniacza. Dlatego impedancja ta została wyznaczona poprzez symulacje komputerowe układu projektowanego wzmacniacza z kompletnym obwodem wyjściowym i obwodem wejściowym złożonym jedynie ze źródła napięcia polaryzacji wstępnej i źródła przebiegu sinusoidalnie zmiennego (rys. 5.9). Symulacje przeprowadzono przy użyciu programu PSPICE (analiza .TRAN).

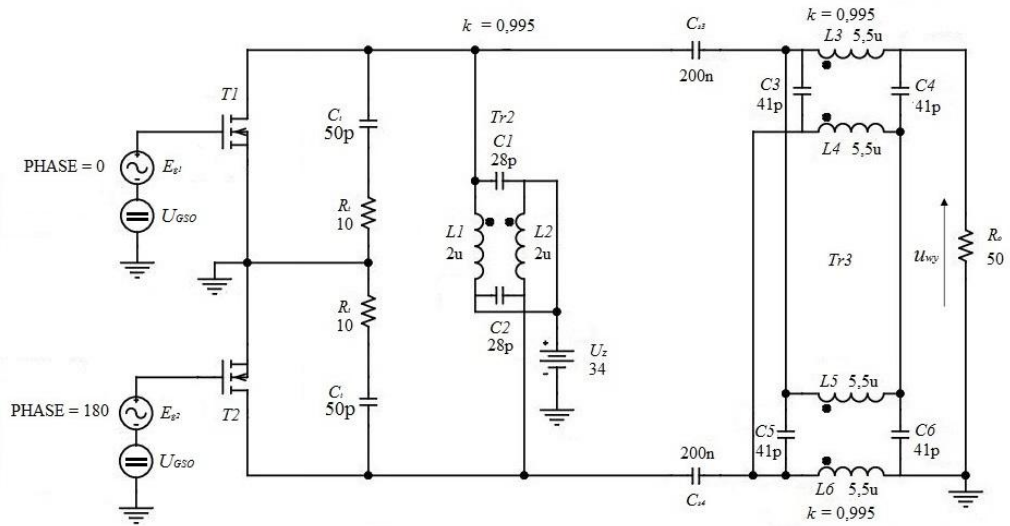
Symulacje zostały przeprowadzone przy jednej wartości amplitudy sygnału sterującego  $E_g=2V$  obliczonej dla pełnej mocy wyjściowej projektowanego wzmacniacza (por. wzór 4.27, p. 4.5) dla siedmiu częstotliwości (1MHz, 5MHz, 10MHz, 15MHz, 20MHz, 25MHz, 30MHz).

Moduł i argument impedancji wejściowej tranzystora  $Z_{we}$  wyznaczany jest z następujących zależności:

$$|Z_{we}| = \frac{|U_{gl}|}{|I_{gl}|} \quad (5.4)$$

$$\arg(Z_{we}) = \arg(U_{gl}) - \arg(I_{gl}) \quad (5.5)$$

gdzie:  $U_{gl}$  - pierwsza harmoniczna napięcia bramki – źródło  $u_{GS}$ ,  $I_{gl}$  - pierwsza harmoniczna prądu bramki  $i_G$ .



Rys. 5.9. Układ wykorzystywany do badania wielkosygnałowej impedancji wejściowej tranzystora SD703 w projektowanym wzmacniaczu

Wartości  $Z_{we}$  oraz  $\arg(Z_{we})$  wyznaczone podczas symulacji dla  $E_g=2V$  zostały przedstawione w tabeli 5.1.

Tabela 5.1. Wartości impedancji wejściowej tranzystora  $Z_{we}$  wyznaczonej drogą symulacji PSPICE dla  $E_g=2V$

$f$ [MHz]	1	5	10	15	20	25	30
$Z_{we}$ [ $\Omega$ ]	782,779	117,786	59,607	47,826	31,687	26,204	22,475
$\arg(Z_{we})$ [ $^\circ$ ]	-107,018	-92,316	-85,711	-84,32	-79,653	-78,013	-76,749
$\text{Re}(Z_{we})$ [ $\Omega$ ]	-229,096	-4,760	4,458	4,733	5,691	5,442	5,152
$\text{Im}(Z_{we})$ [ $\Omega$ ]	-748,503	-117,690	-59,440	-47,591	-31,172	-25,633	-21,877

Zwraca uwagę fakt, iż w zakresie małych częstotliwości, wyznaczona impedancja wejściowa tranzystora ma ujemną część rzeczywistą. Projektowany wzmacniacz jest bowiem układem aktywnym z ujemnym sprzężeniem zwrotnym (poprzez pojemność zwrotną tranzystora). Zatem, dla dolnych częstotliwości z zakresu pracy projektowanego wzmacniacza (kiedy argument impedancji obciążenia pojedynczego tranzystora gwałtownie rośnie), impedancja wejściowa tranzystora może mieć ujemną część rzeczywistą [1].

Na podstawie otrzymanych powyżej wyników nie przeprowadzono optymalizacji wartości elementów obwodu wejściowego:  $R_{1,2}$  (wzór 4.63, p. 4.8) i  $L_{1,2}$  (wzór 4.67, p. 4.8) ponieważ przeprowadzone symulacje nie uwzględniają m.in. nieidealności transformatora wejściowego  $Tr1$ . Korekcja tych wartości zostanie zatem przeprowadzona na podstawie

wyznaczonej podczas symulacji komputerowej, wielkosygnalowej impedancji wejściowej wzmacniacza (p. 5.2.2).

### 5.2.2. Wyznaczenie wielkosygnalowej impedancji wejściowej kompletnego wzmacniacza i jej optymalizacja

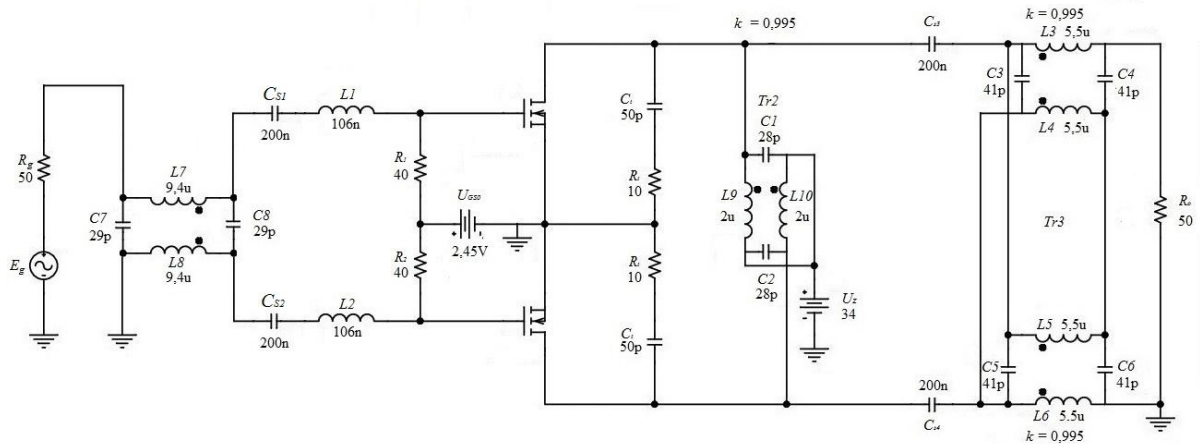
Impedancję wejściową wzmacniacza wyznaczono na podstawie symulacji komputerowej układu z rysunku 5.10 w programie PSPICE. Symulację przeprowadzono przy siedmiu częstotliwościach (1MHz, 5MHz, 10MHz, 15MHz, 20MHz, 25MHz, 30MHz) dla jednej wartości napięcia generatora  $E_{g(RMS)}=3,54V$ .

Moduł i argument impedancji wejściowej wzmacniacza wyznaczono z następujących wzorów:

$$|Z_{wewzm}| = \frac{|U_{we}|}{|I_{R_g}|} \quad (5.6)$$

$$\arg(Z_{wewzm}) = \arg(u_{we}) - \arg(I_{R_g}) \quad (5.7)$$

gdzie:  $U_{we}$  - amplituda napięcia wejściowego wzmacniacza,  $I_{R_g}$  - amplituda prądu płynący przez rezystancję  $R_g$



Rys. 5.10. Badanie wielkosygnalowej impedancji wejściowej projektowanego wzmacniacza metodą symulacji PSPICE (analiza .TRAN)

Wartości impedancji  $Z_{we}$  wyznaczonej dla wartości  $R_{1,2}=25\Omega$  (wzór 4.63, p. 4.8) i indukcyjności korekcyjnych  $L_{1,2}=106nH$  (wzór 4.67, p. 4.8) oraz odpowiadające jej



wartości współczynnika fali stojącej  $WFS$  przedstawiono w tabeli 5.2. Wartość  $WFS$  obliczono ze wzoru:

$$WFS = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \left( \Gamma = \frac{Z_{we} - 50\Omega}{Z_{we} + 50\Omega} \right) \quad (5.8)$$

Tabela 5.2. Wartości impedancji wejściowej wzmacniacza  $Z_{wewzm}$  oraz  $WFS$  wyznaczonego drogą symulacji PSPICE układu z rys 4.7 dla  $E_{g(RMS)}=3,54V$  ( $R_{1,2}=25\Omega$ ,  $L_{1,2}=106nH$ )

$f$ [MHz]	1	5	10	15	20	25	30
$Z_{wewzm}$ [ $\Omega$ ]	47,671	48,047	40,963	35,998	38,840	51,240	74,996
$\arg(Z_{wewzm})$ [ $^\circ$ ]	9,286	-1,932	-1,001	11,520	30,370	44,730	50,950
$WFS$	1,185	1,054	1,2216	1,474	1,853	2,399	3,118

Wyznaczone wartości impedancji wejściowej wzmacniacza w dużym stopniu różnią się od założonej wartości  $Z_{we}=50\Omega$  (wartość  $WFS$  znacznie odbiega od jedności), dlatego w celu uzyskania lepszego dopasowania wejścia wzmacniacza przeprowadzono eksperymentalną korektę wartości elementów  $R_{1,2}$  i  $L_{1,2}$ . Jako kryterium jakości dopasowania uznano wartość współczynnika fali stojącej  $WFS$ . Najlepsze dopasowanie wejścia wzmacniacza do  $R_g=50\Omega$  uzyskano dla:

$$R_{1,2} = 25\Omega \quad (5.9)$$

$$L_{1,2} = 40nH \quad (5.10)$$

Wartości impedancji wejściowej wzmacniacza oraz współczynnika fali stojącej wyznaczonego dla wartości  $R_{1,2}=25\Omega$ ,  $L_{1,2}=40nH$  przedstawiono w tabeli 5.3.

Tabela 5.3. Wartości impedancji wejściowej wzmacniacza  $Z_{wewzm}$  oraz  $WFS$  wyznaczonego drogą symulacji dla  $E_{g(RMS)}=3,54V$  ( $R_{1,2}=25\Omega$ ,  $L_{1,2}=40nH$ )

$f$ [MHz]	1	5	10	15	20	25	30
$Z_{wewzm}$ [ $\Omega$ ]	47,780	47,991	39,794	31,477	26,876	27,822	34,630
$\arg(Z_{wewzm})$ [ $^\circ$ ]	8,411	-6,786	-12,125	-7,550	7,490	26,888	42,002
$WFS$	1,167	1,143	1,368	1,620	1,889	2,180	2,470

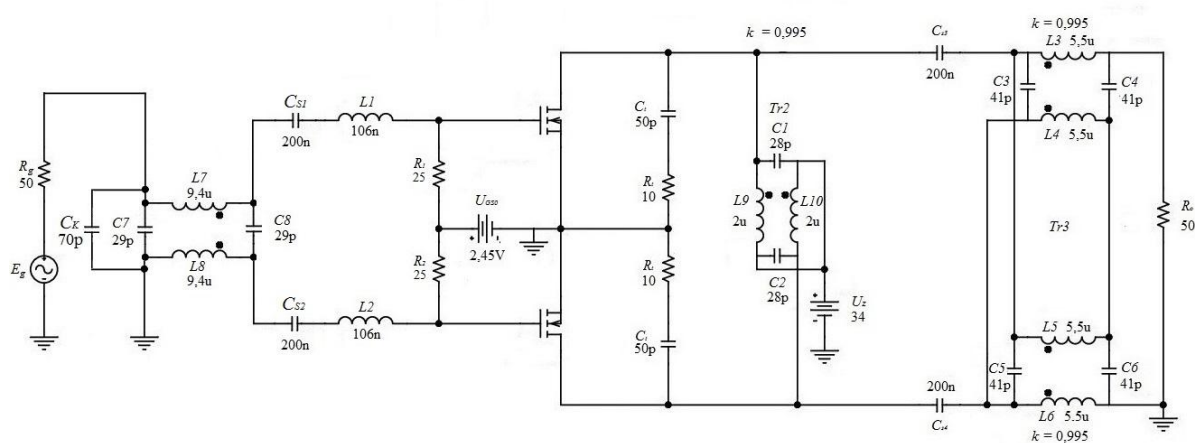
Uzyskane wartości współczynnika fali stojącej ( $WFS$ ) są gorsze niż w produkowanych obecnie wzmacniaczach (por. [11], [24]). Dotyczy to szczególnie zakresu dużych częstotliwości 25-30MHz, w których impedancja wejściowa jest silnie indukcyjna a jej

moduł jest mniejszy niż  $50\Omega$ . Dlatego podjęto próbę poprawienia dopasowania poprzez dołączenie kondensatora  $C_K$  równoległe do zacisków pierwotnych transformatora wejściowego Tr1 (rys. 5.11). Wartości  $R_{1,2}$ ,  $L_{1,2}$ ,  $C_K$  zostały dobrane eksperymentalnie podczas symulacji. Najlepsze dopasowanie wejścia wzmacniacza do generatora  $50\Omega$  uzyskano dla:

$$R_{1,2} = 25\Omega \quad (5.11)$$

$$L_{1,2} = 74\text{nH} \quad (5.12)$$

$$C_K = 70\text{pF} \quad (5.13)$$



Rys. 5.11. Badanie wielkosygnałowej impedancji wejściowej zmodyfikowanego układu projektowanego wzmacniacza (metodą symulacji PSPICE, analiza .TRAN)

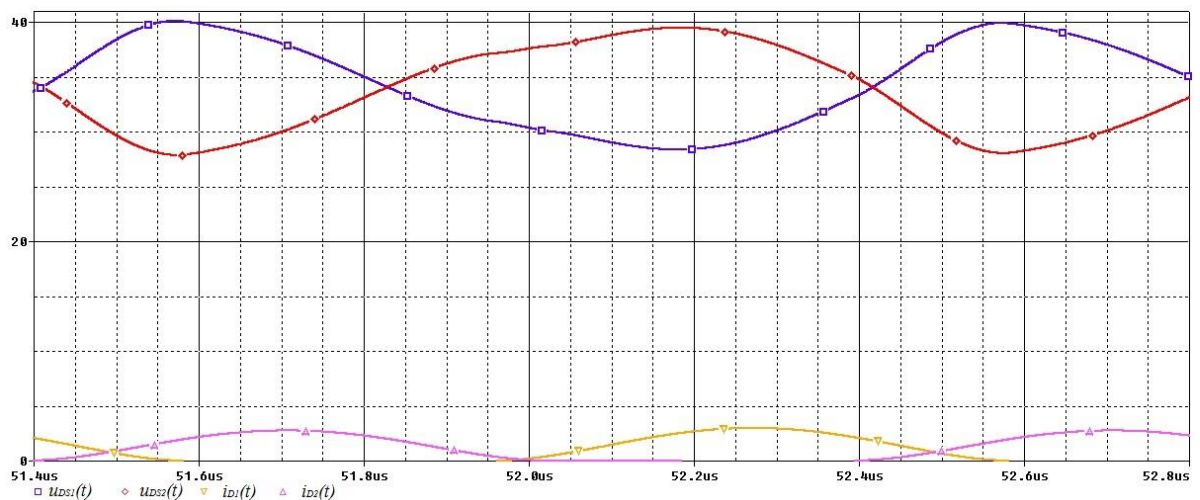
Wartości impedancji wejściowej wzmacniacza oraz współczynnika fali stojącej wyznaczonego dla wartości  $R_{1,2}=25\Omega$ ,  $L_{1,2}=74\text{nH}$ ,  $C_K=70\text{pF}$  przedstawiono w tabeli 5.4. Uzyskane wartości WFS są bardzo bliskie wartościom zmierzonym dla wzmacniacza HF300-0130M ( $WFS \leq 1,5$ ) [11].

Tabela 5.4. Wartości impedancji wejściowej wzmacniacza  $Z_{wewzm}$  oraz  $WFS$  wyznaczonego drogą symulacji dla  $E_{g(RMS)}=3,54\text{V}$  ( $R_{1,2}=25\Omega$ ,  $L_{1,2}=40\text{nH}$ ,  $C_K=70\text{pF}$ )

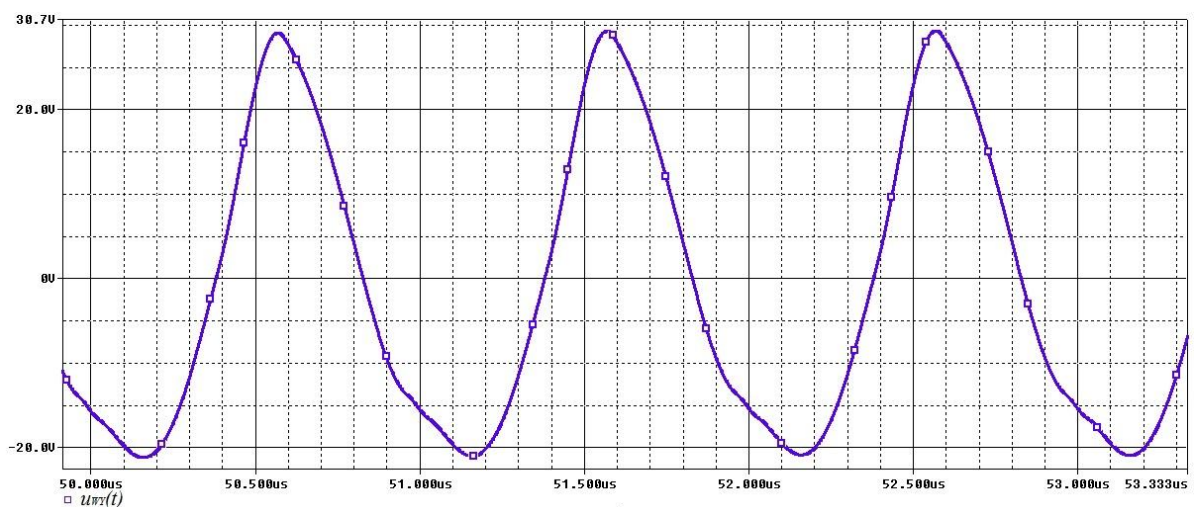
$f$ [MHz]	1	5	10	15	20	25	30
$Z_{wewzm}$ [ $\Omega$ ]	47,852	47,409	38,951	32,893	34,028	46,896	77,735
$\arg(Z_{wewzm})$ [ $^\circ$ ]	7,694	-10,184	-16,154	-10,098	4,216	14,090	5,686
$WFS$	1,152	1,205	1,465	1,579	1,480	1,293	1,573

### 5.3. Wyznaczenie przebiegów czasowych prądów i napięć

Podczas symulacji komputerowej zaprojektowanego wzmacniacza z modyfikacjami wprowadzonymi w punktach 5.1 – 5.2 (rys. 5.11), wyznaczono przebiegi czasowe napięć dren-źródło  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$ , prądów drenu  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$  oraz napięcia wyjściowego  $u_{WY}$  dla dwóch różnych wartości SEM generatora  $E_{g(RMS)}=2,12V$  (częściowe wystrojenie wzmacniacza) oraz dla wartości odpowiadającej pełnemu wystrojeniu wzmacniacza przy danej częstotliwości ( $P_{WY}=100W$ ). Symulacje zostały przeprowadzone przy sześciu różnych częstotliwościach  $f_1=1MHz$ ,  $f_2=3MHz$ ,  $f_3=7,5MHz$ ,  $f_4=15MHz$ ,  $f_5=22,5MHz$ ,  $f_6=30MHz$ . Uzyskane przebiegi czasowe napięć przedstawiono na rysunkach 5.12 – 5.35.



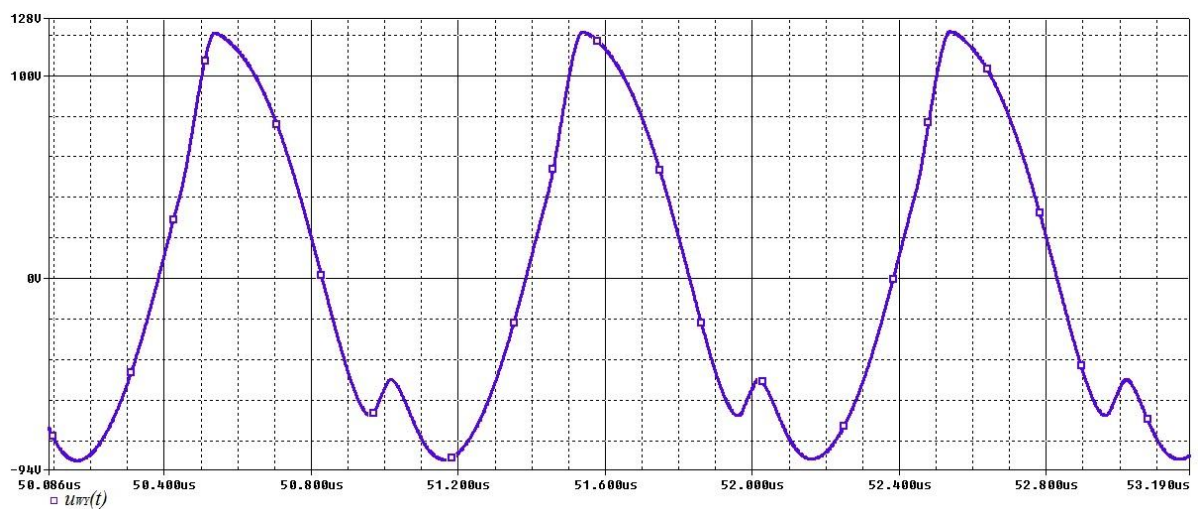
Rys. 5.12. Przebiegi czasowe napięć dren-źródło  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  oraz prądów drenu  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$  ( $E_{g(RMS)}=2,12V$ ,  $f=1MHz$ )



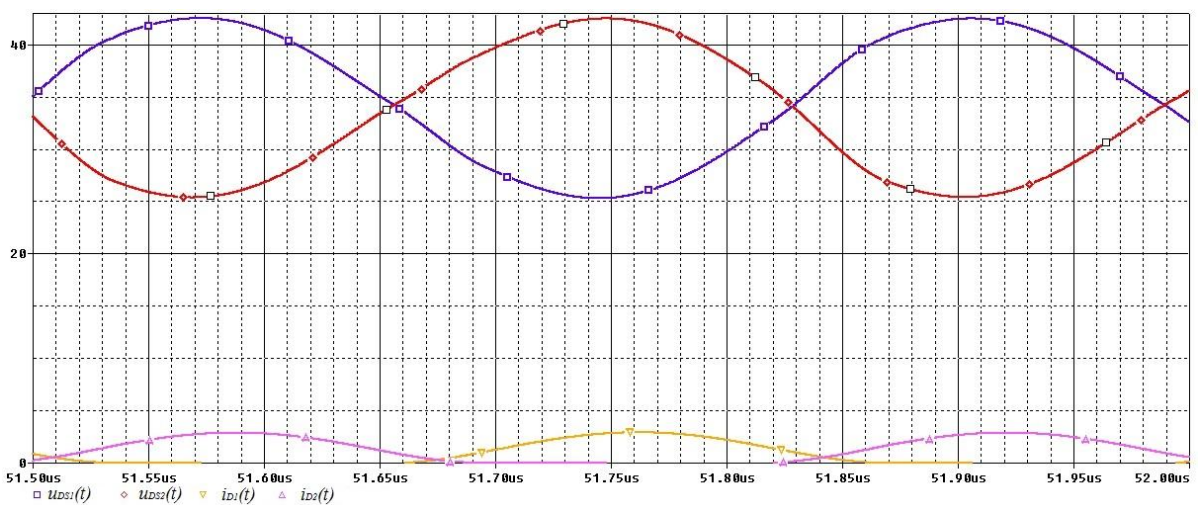
Rys. 5.13. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego  $u_{WY}$  ( $E_{g(RMS)}=2,12V$ ,  $f=1MHz$ )



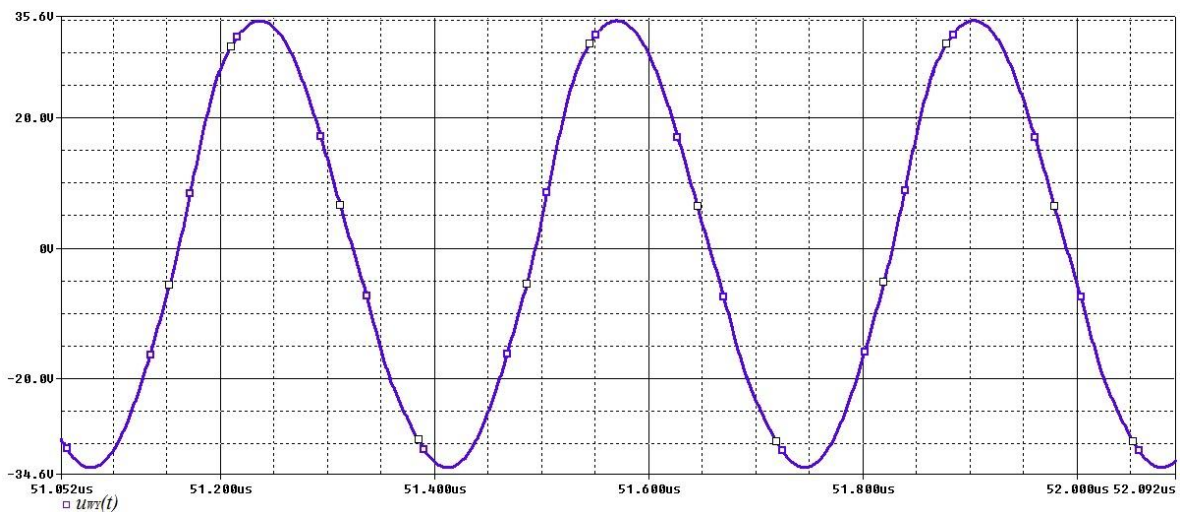
Rys. 5.14. Przebiegi czasowe napięć dren-źródło  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  oraz prądów drenu  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$  ( $E_{g(RMS)}=8,2V, f=1MHz$ )



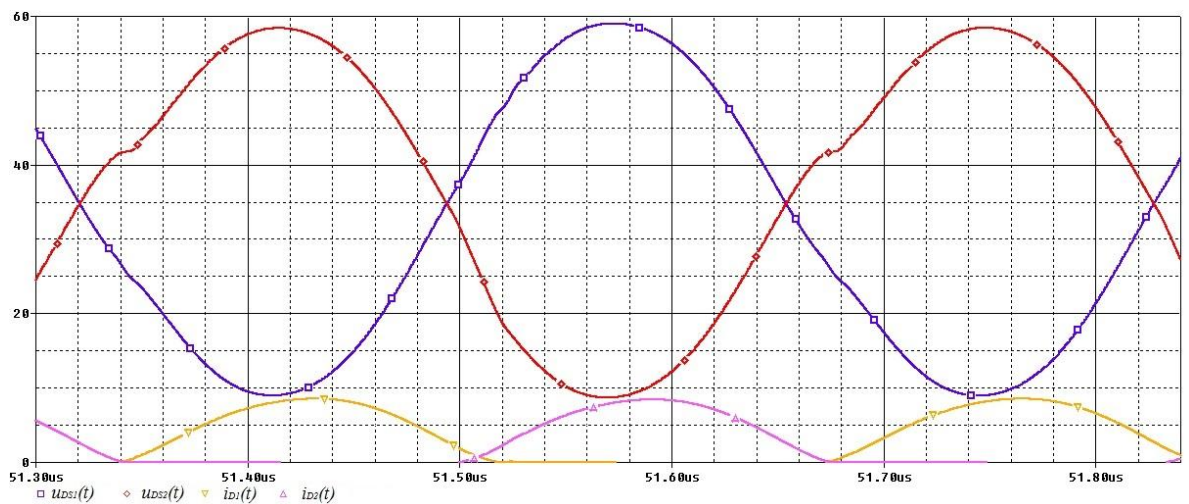
Rys. 5.15. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego  $u_{WY}$  ( $E_{g(RMS)}=8,2V, f=1MHz$ )



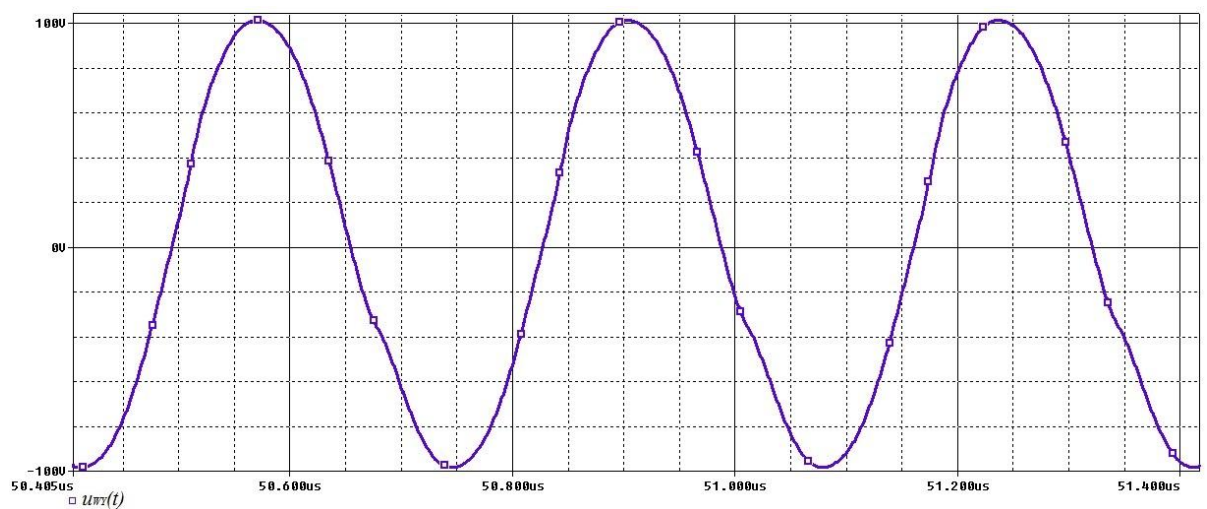
Rys. 5.16. Przebiegi czasowe napięć dren-źródło  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  oraz prądów drenu  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$  ( $E_{g(RMS)}=2,12V, f=3MHz$ )



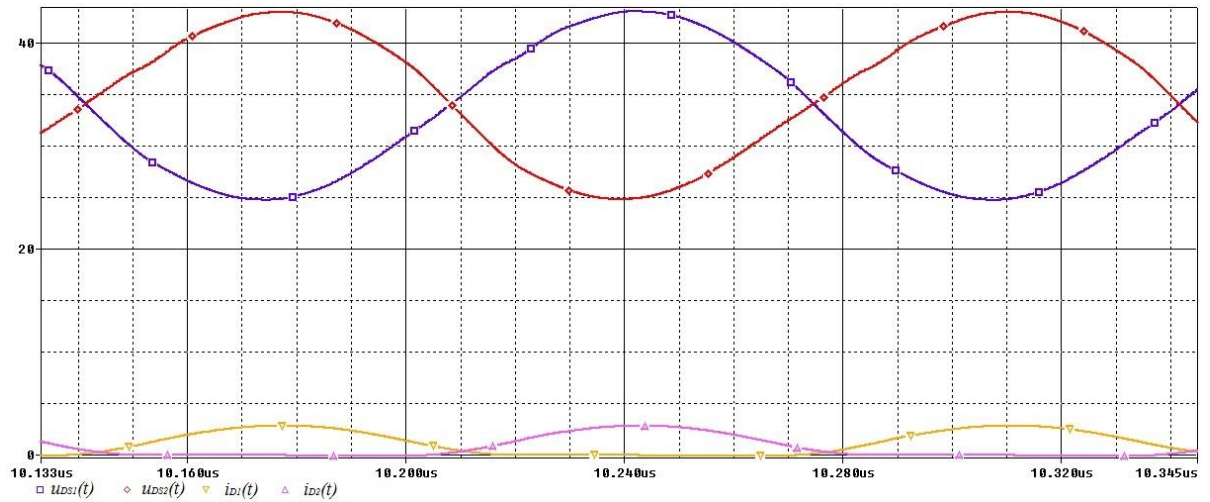
Rys. 5.17. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego  $u_{WY}$  ( $E_{g(RMS)}=2,12V, f=3MHz$ )



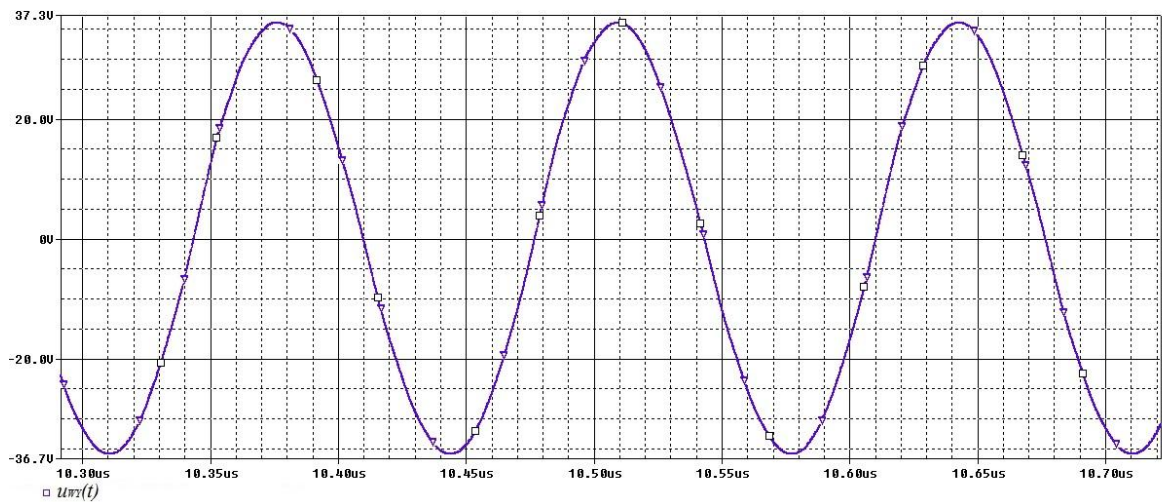
Rys. 5.18. Przebiegi czasowe napięć dren-źródło  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  oraz prądów drenu  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$  ( $E_{g(RMS)}=6,01V, f=3MHz$ )



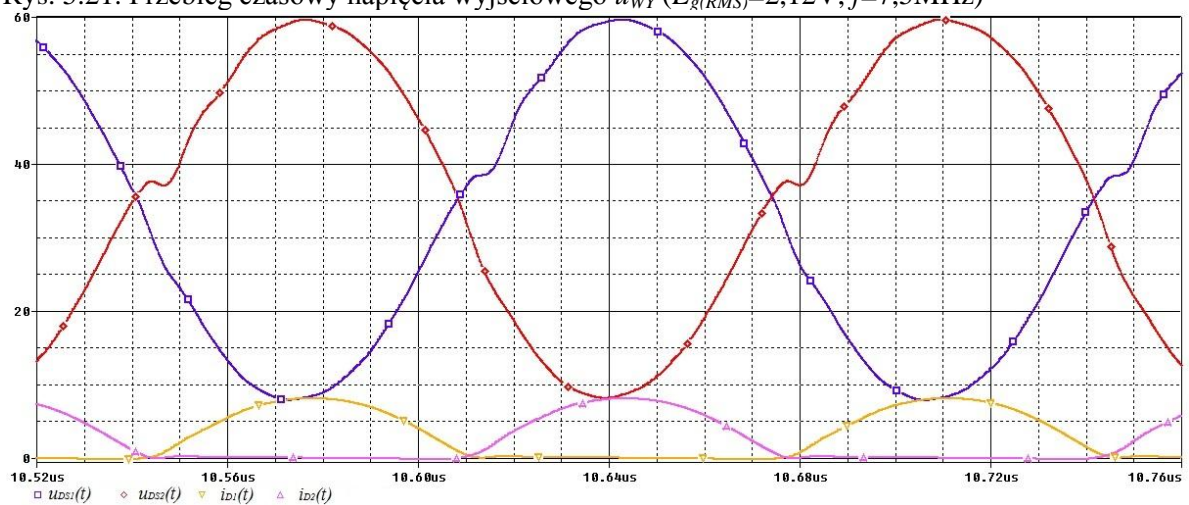
Rys. 5.19. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego  $u_{WY}$  ( $E_{g(RMS)}=6,01V, f=3MHz$ )



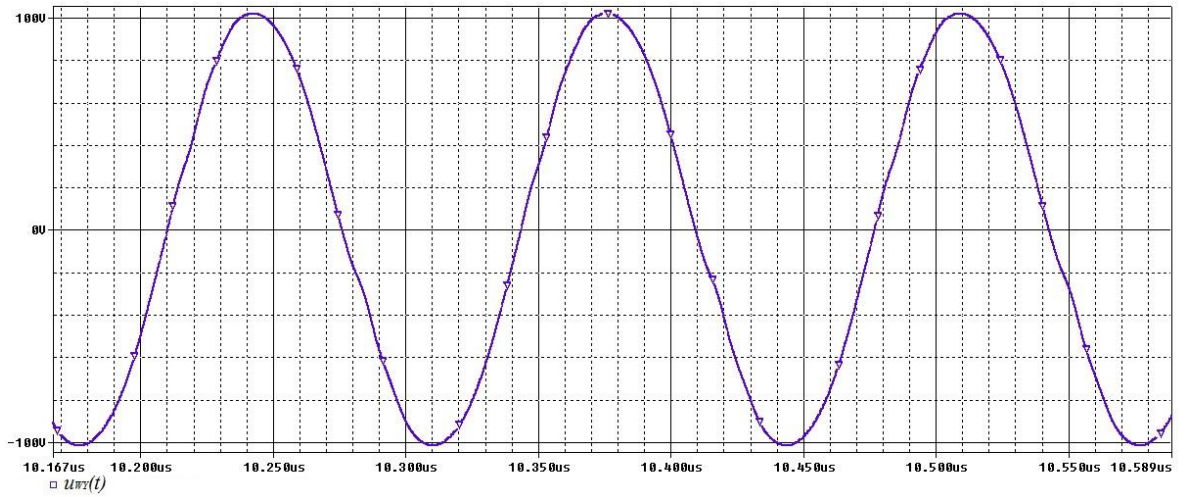
Rys. 5.20. Przebiegi czasowe napięć dren-źródło  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  oraz prądów drenu  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$  ( $E_{g(RMS)}=2,12V, f=7,5MHz$ )



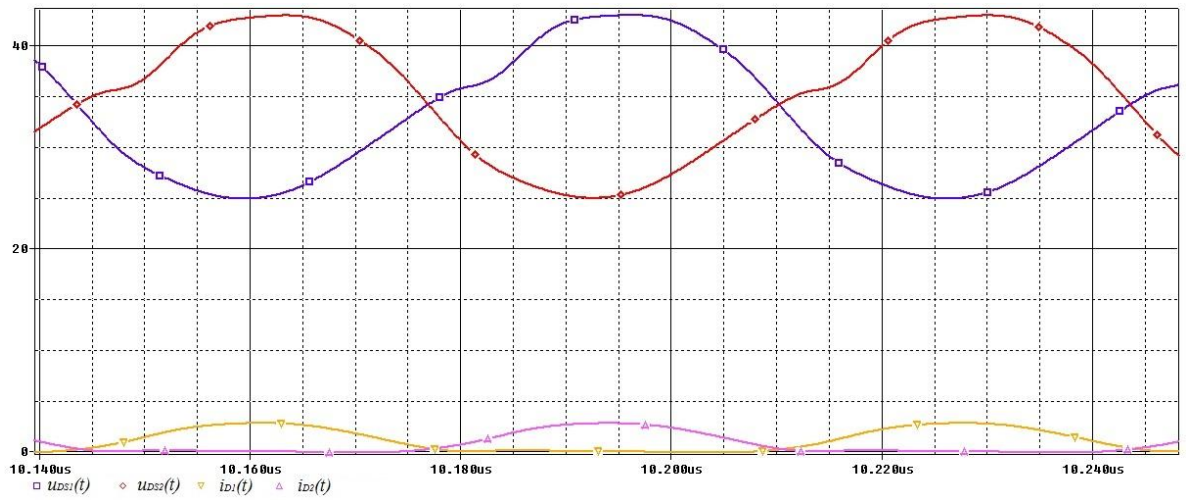
Rys. 5.21. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego  $u_{WY}$  ( $E_{g(RMS)}=2,12V, f=7,5MHz$ )



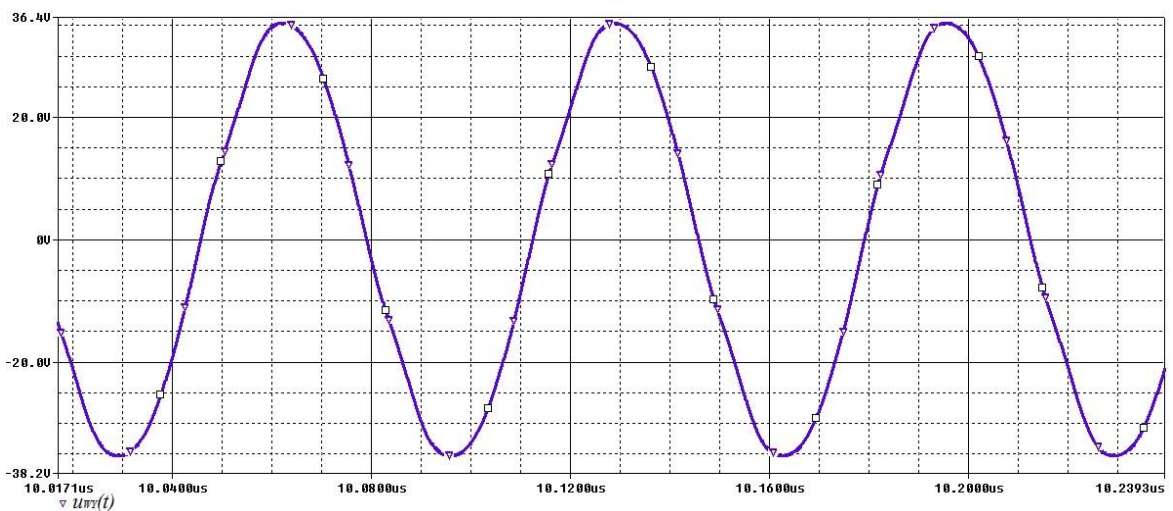
Rys. 5.22. Przebiegi czasowe napięć dren-źródło  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  oraz prądów drenu  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$  ( $E_{g(RMS)}=5,9V, f=7,5MHz$ )



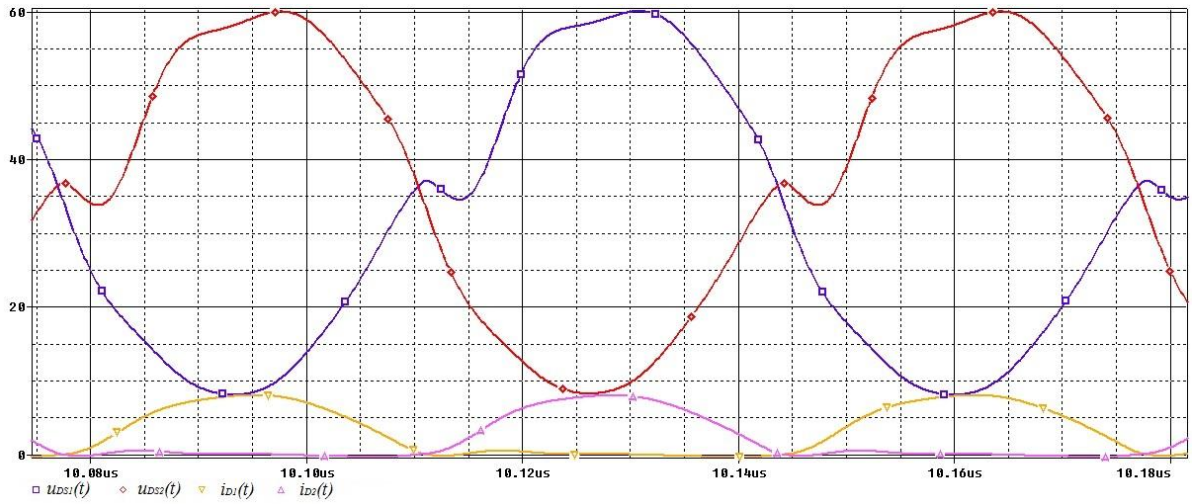
Rys. 5.23. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego  $u_{WY}$  ( $E_{g(RMS)}=5,9V, f=7,5MHz$ )



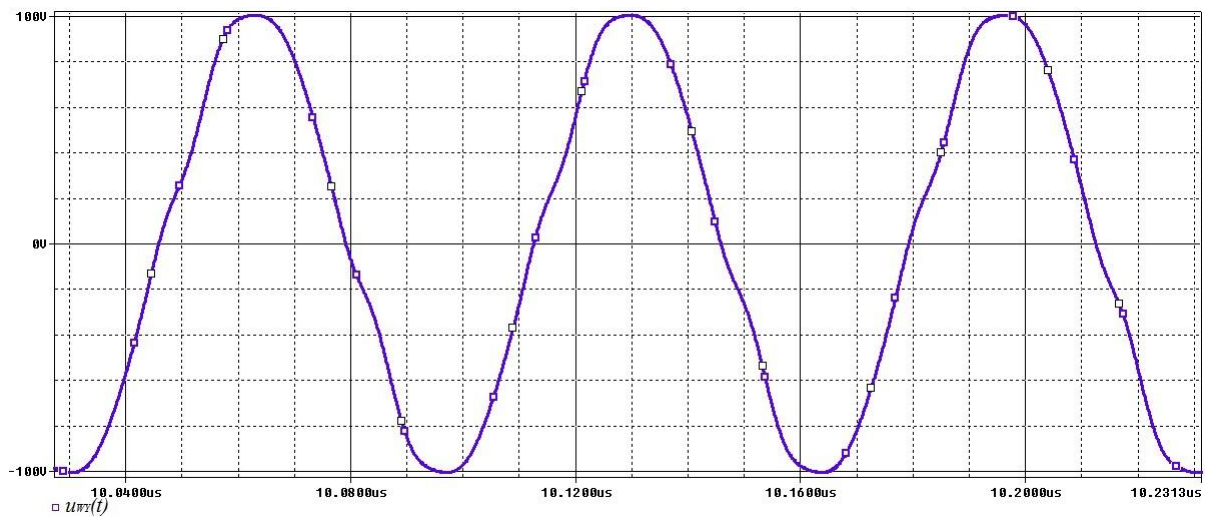
Rys. 5.24. Przebiegi czasowe napięć dren-źródło  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  oraz prądów drenu  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$  ( $E_{g(RMS)}=2,12V, f=15MHz$ )



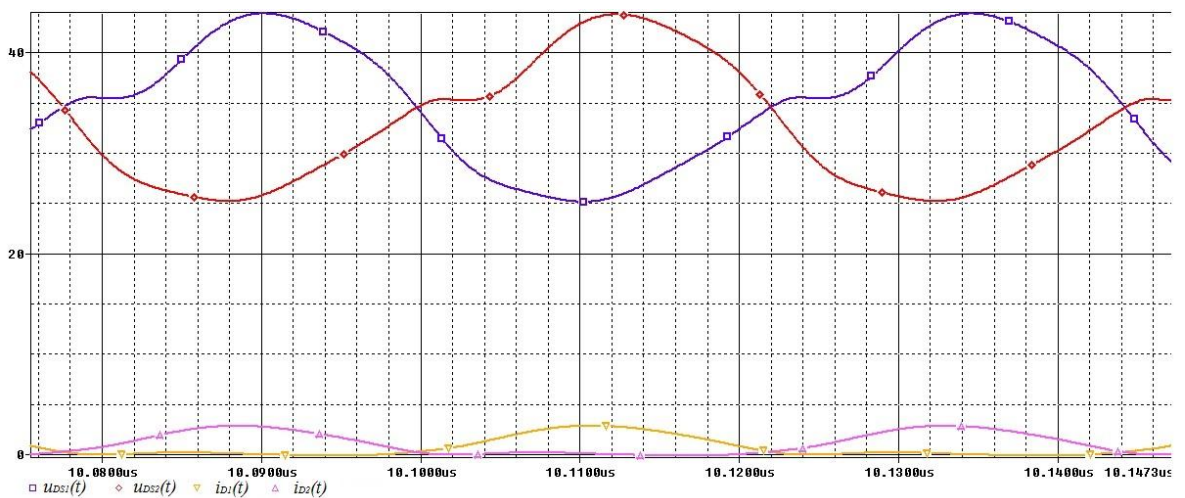
Rys. 5.25. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego  $u_{WY}$  ( $E_{g(RMS)}=2,12V, f=15MHz$ )



Rys. 5.26. Przebiegi czasowe napięć dren-źródło  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  oraz prądów drenu  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$  ( $E_{g(RMS)}=5,94V, f=15MHz$ )

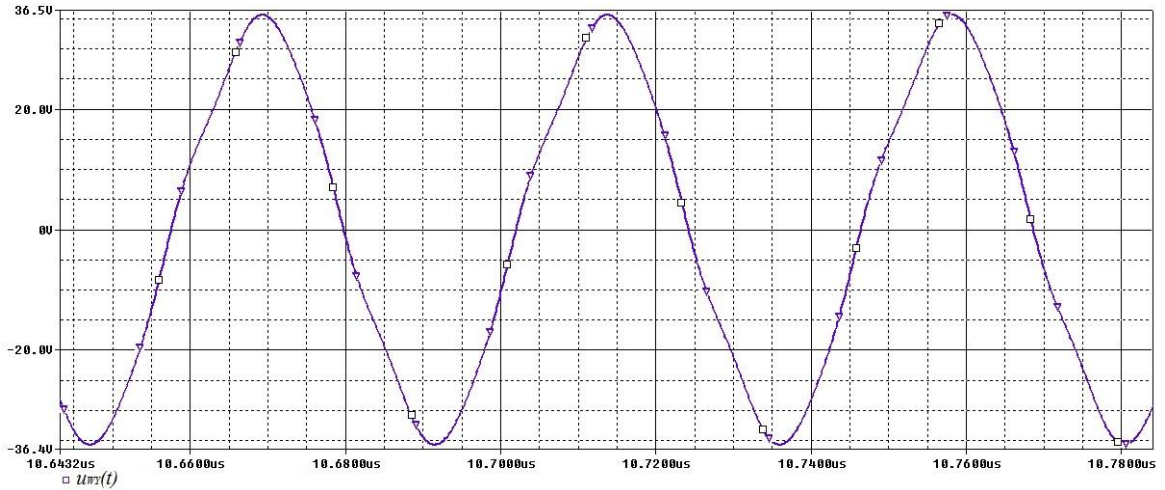


Rys. 5.27. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego  $u_{WY}$  ( $E_{g(RMS)}=5,94V, f=15MHz$ )

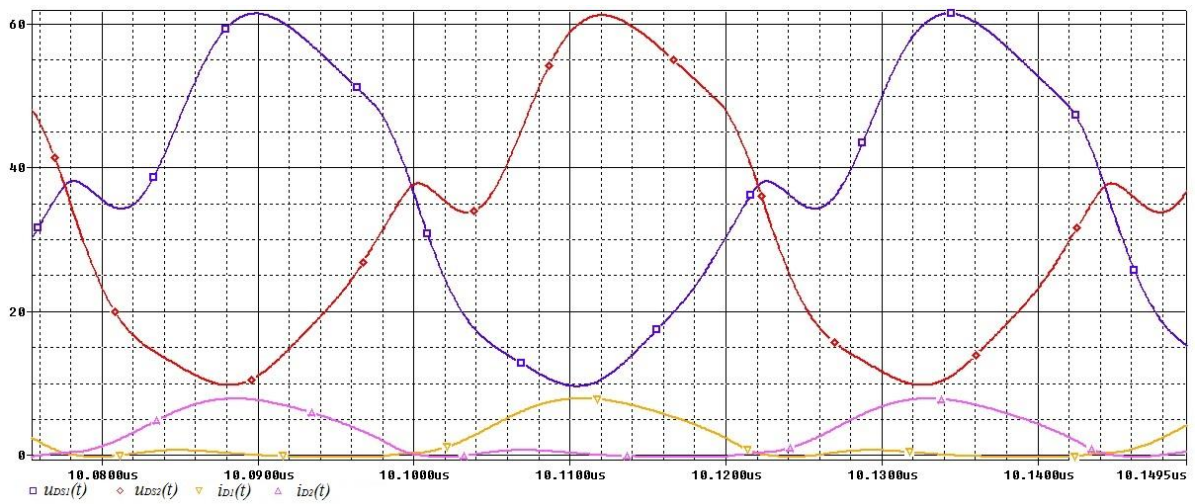


Rys. 5.28. Przebiegi czasowe napięć dren-źródło  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  oraz prądów drenu  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$  ( $E_{g(RMS)}=2,12V, f=22,5MHz$ )

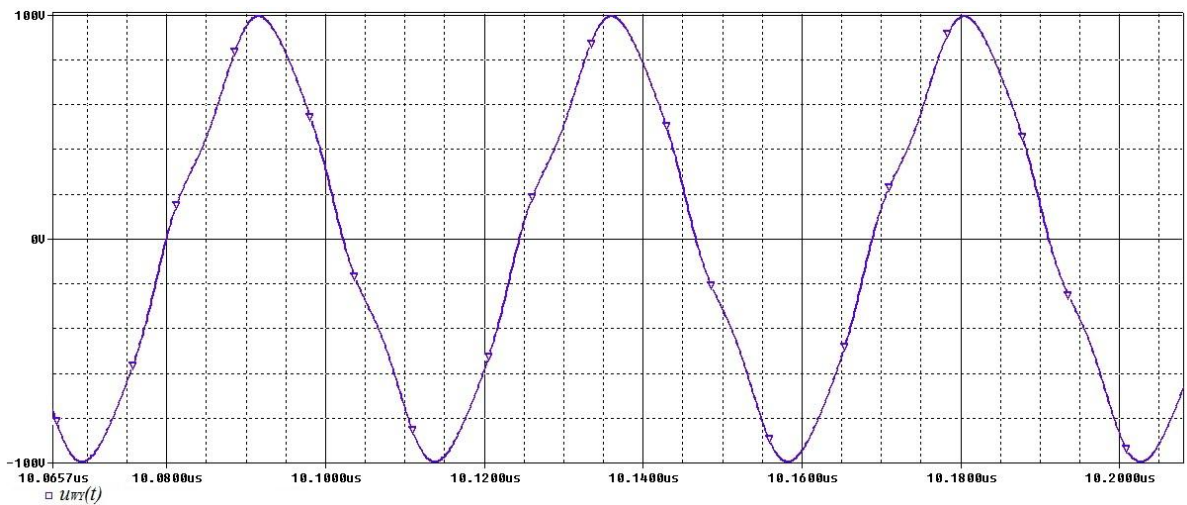




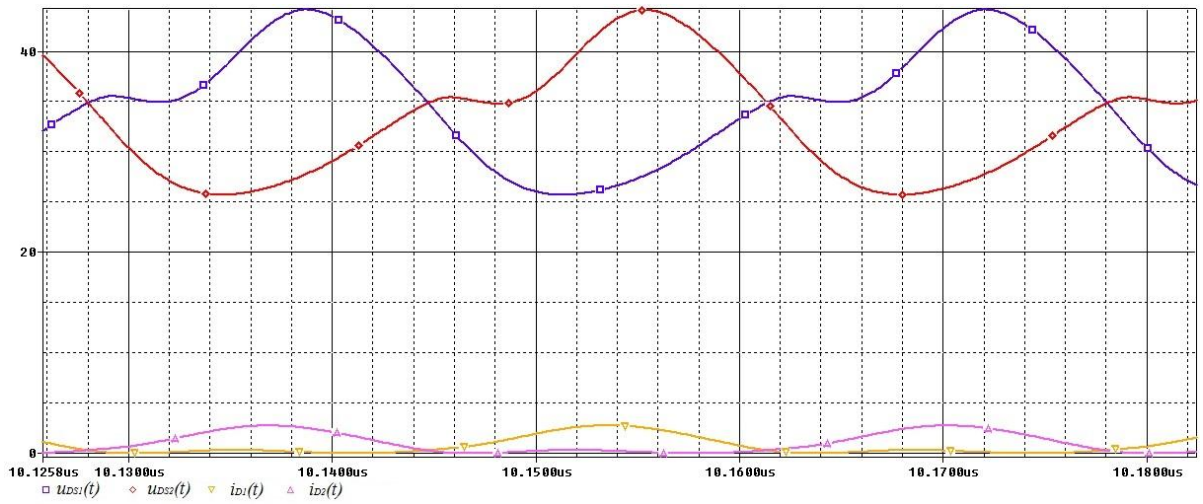
Rys. 5.29. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego  $u_{WY}$  ( $E_{g(RMS)}=2,12V, f=22,5MHz$ )



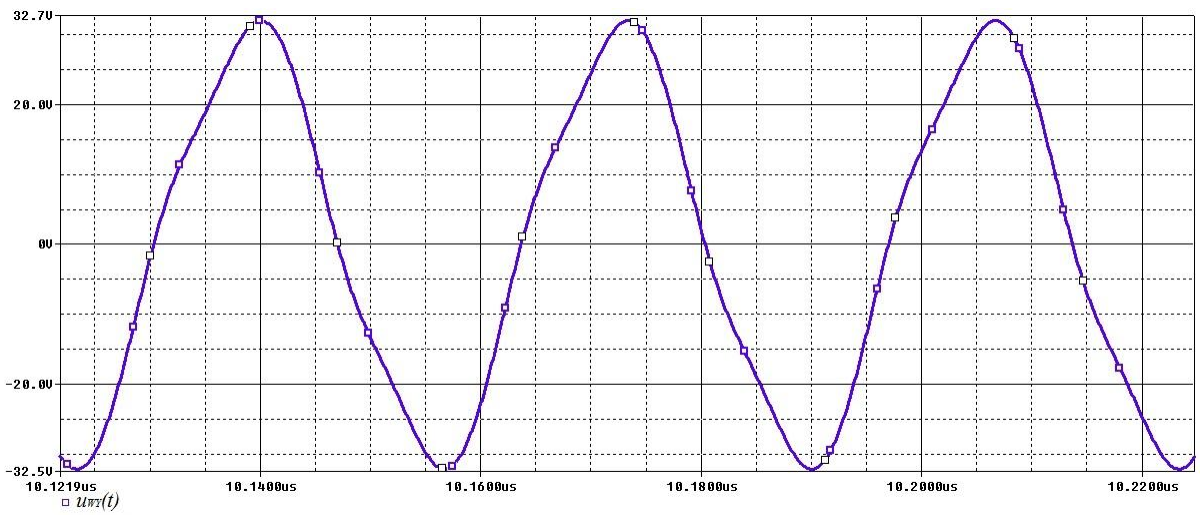
Rys. 5.30. Przebiegi czasowe napięć dren-źródło  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  oraz prądów drenu  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$  ( $E_{g(RMS)}=5,75V, f=22,5MHz$ )



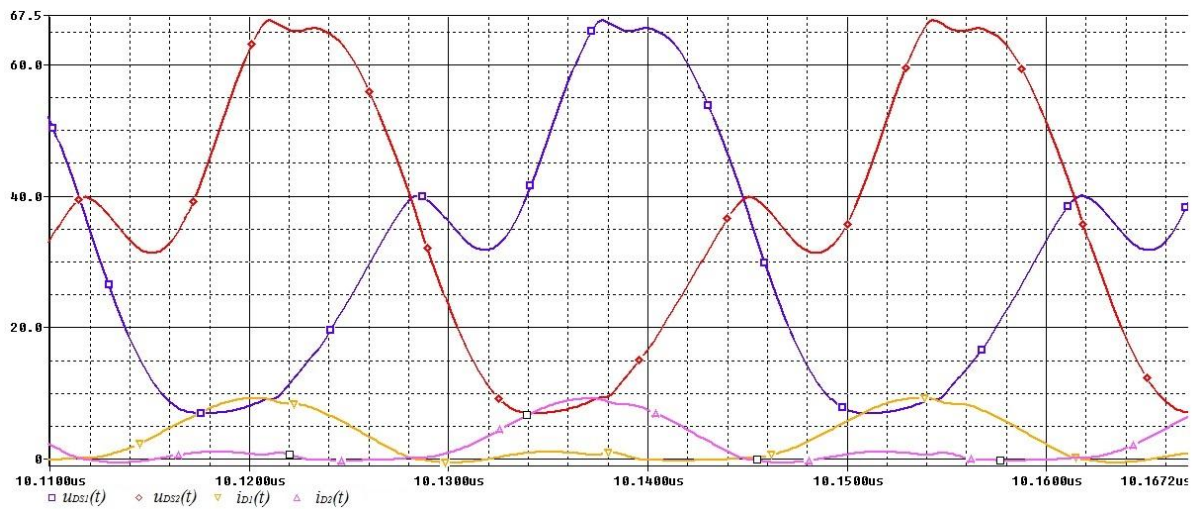
Rys. 5.31. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego  $u_{WY}$  ( $E_{g(RMS)}=5,75V, f=22,5MHz$ )



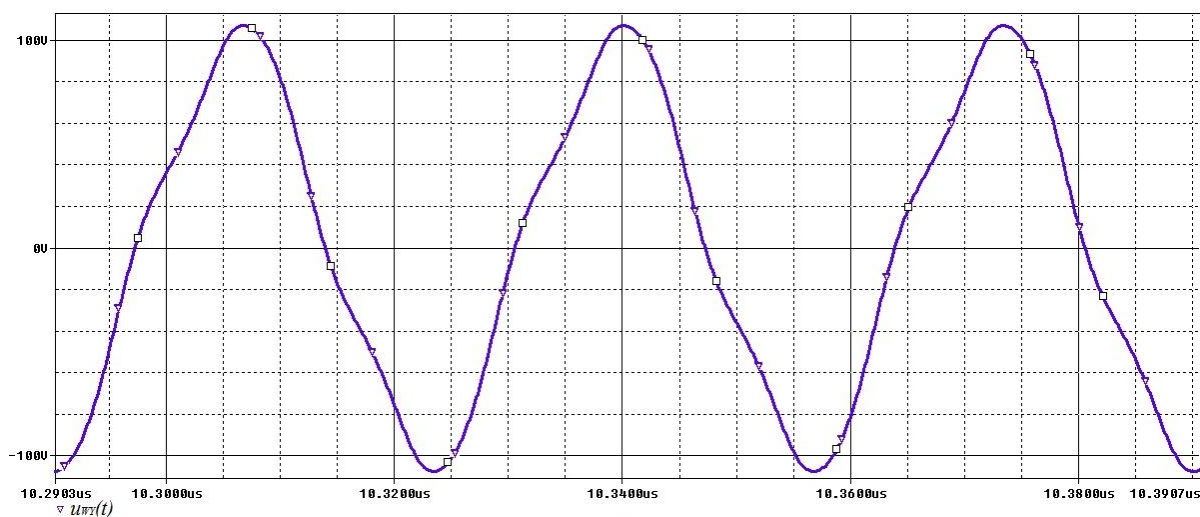
Rys. 5.32. Przebiegi czasowe napięć dren-źródło  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  oraz prądów drenu  $i_{D1}$  i  $i_{D2}$  ( $E_{g(RMS)}=2,12V, f=30MHz$ )



Rys. 5.33. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego  $u_{WY}$  ( $E_{g(RMS)}=2,12V, f=30MHz$ )



Rys. 5.34. Przebiegi czasowe napięć dren-źródło  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  ( $E_{g(RMS)}=7,35V, f=30MHz$ )



Rys. 5.35. Przebieg czasowy napięcia wyjściowego  $u_{WY}$  ( $E_{g(RMS)}=7,35V$ ,  $f=30MHz$ )

Uzyskane przebiegi czasowe wskazują, iż zaprojektowany wzmacniacz pracuje zgodnie z podstawową teorią wzmacniacza przeciwobnego jedynie w zakresie częstotliwości 3-30MHz.

Przebiegi napięciowe na drenach tranzystorów są zniekształcone. Są to zniekształcenia nieliniowe, dające w efekcie dużą zawartość harmoniczných. Poziom tych zniekształceń zależy od amplitudy i częstotliwości sygnału wejściowego.

Dla częstotliwości sygnału wejściowego mniejszych niż 3MHz widoczna jest asymetria napięć na obu zaciskach drenów tranzystorów wynikająca z asymetrii napięć sterujących bramki tranzystorów. Wskutek tego przebiegi napięciowe na drenach tranzystorów są dużo bardziej zniekształcone niż to wynika z rezonansów pasożytniczych i nieliniowości tranzystorów (rys. 5.12, 5.14).

Przebiegi napięciowe na wyjściu wzmacniacza są również zauważalnie zniekształcone. Tak jak w przypadku przebiegów napięć na drenach tranzystorów, przyczyną są również nieliniowości tranzystorów. Zniekształcenia przebiegów napięciowych na wyjściu wzmacniacza są jednak mniejsze od zniekształceń napięć na drenach tranzystorów. W przebiegu wyjściowym idealnie symetrycznego wzmacniacza przeciwobnego nie występują bowiem parzyste harmoniczne. Niestety dla częstotliwości mniejszych niż 3MHz asymetria sterowania sprawia, że w przebiegu wyjściowym zaprojektowanego wzmacniacza parzyste harmoniczne są wyraźnie widoczne, powodując asymetrię tego przebiegu (rys. 5.13, 5.15).

Na szczególną uwagę zasługuje dodatkowe zniekształcenie przebiegów czasowych przy SEM generatora  $E_{g(RMS)}=7,35V$  oraz częstotliwości sygnału wejściowego  $f=30MHz$ .

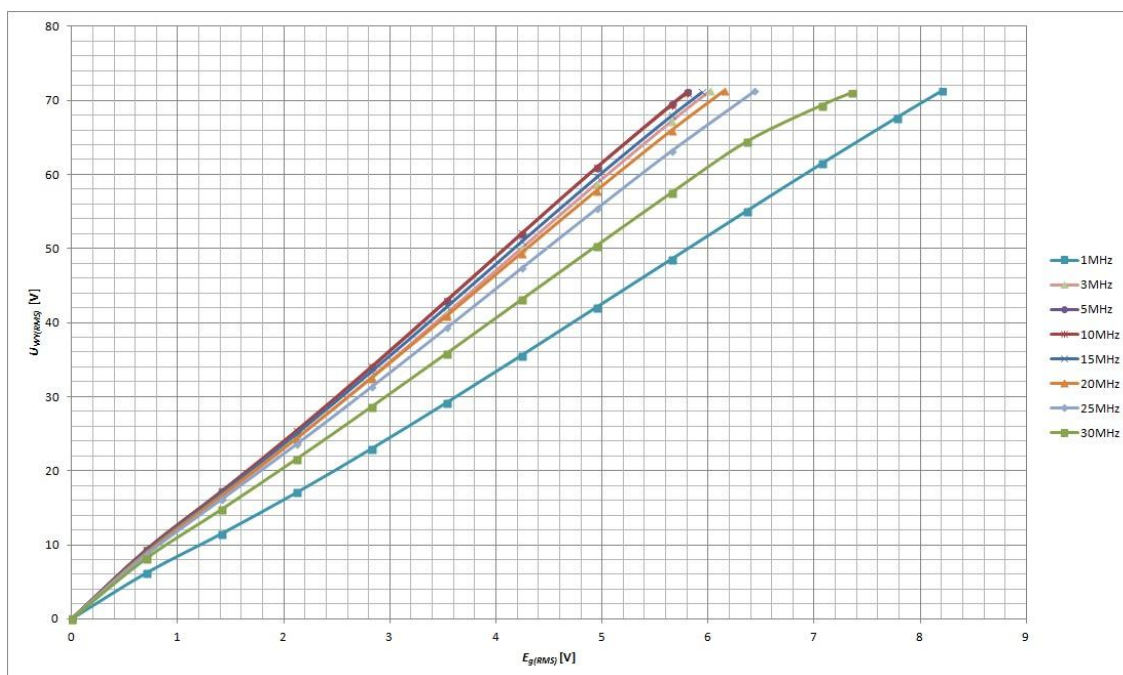
Charakter tego zniekształcenia wskazuje na lekkie przesterowanie (przewzbudzenie) wzmacniacza przy maksymalnej założonej mocy wyjściowej (rys. 5.34, 5.35) [19]. Jest to spowodowane dużym poziomem parzystych harmonicznych w przebiegach napięć na zaciskach drenów obu tranzystorów (rys. 5.34).

#### 5.4. Wyznaczenie charakterystyki przejściowej i charakterystyk parametrów energetycznych wzmacniacza w funkcjiysterowania

Podczas symulacji komputerowej (analiza .TRAN) zaprojektowanego wzmacniacza z modyfikacjami wprowadzonymi w punktach 5.1 – 5.2 (rys. 5.11), wyznaczono następujące charakterystyki parametrów energetycznych:

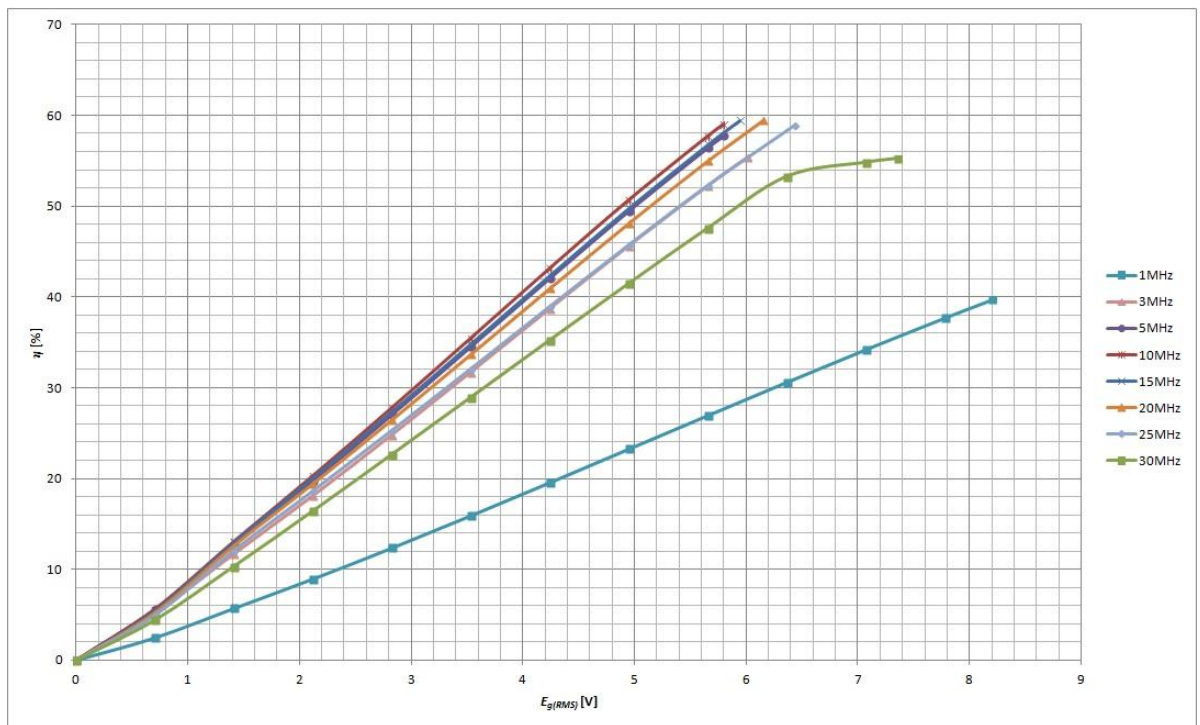
- Wartość skuteczna napięcia wyjściowego w funkcji SEM generatora  $U_{wy(RMS)}/E_g(RMS)$  (charakterystyka przejściowa wzmacniacza).
- Moc tracona w pojedynczym tranzystorze (jako uśredniona wartość sumy iloczynów  $i_g(t) \cdot u_{GS}(t) + i_d(t) \cdot u_{DS}(t)$ ) w funkcji SEM generatora  $P_{str}/E_g(RMS)$ .
- Sprawność energetyczną w funkcji SEM generatora  $\eta/E_g(RMS)$ .

Wszystkie charakterystyki zostały wyznaczone dla ośmiu częstotliwości (1MHz, 3MHz, 5MHz, 10MHz, 15MHz, 20MHz, 25MHz, 30MHz). Uzyskane charakterystyki przedstawiono na rysunkach 5.36 – 5.38.<sup>1</sup>

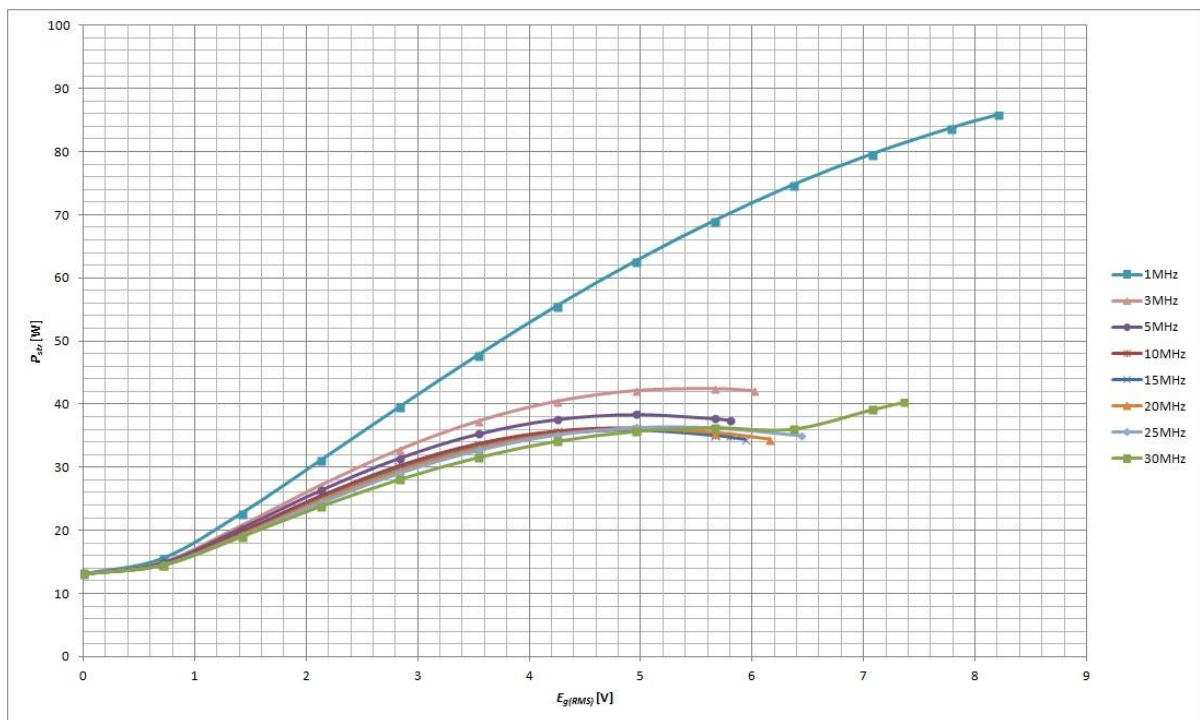


Rys. 5.36. Charakterystyka przejściowa wzmacniacza  $U_{wy(RMS)}/E_g(RMS)$ .

<sup>1</sup> Wartości zamieszczono w dodatku D.2.



Rys 5.37. Charakterystyka sprawności energetycznej w funkcji SEM generatora  $\eta/E_{g(RMS)}$ .



Rys 5.38. Charakterystyka mocy traconej w pojedynczym tranzystorze w funkcji SEM generatora  $P_{str}/E_{g(RMS)}$ .

Na podstawie powyższych charakterystyk można stwierdzić, że warunek liniowości zaprojektowanego wzmacniacza w założonym zakresie mocy wyjściowej do 100W nie jest spełniony dla częstotliwości  $f=30\text{MHz}$  (wskutek przesterowania charakterystyka przejściowa ulega zakrzywieniu dla  $E_{g(RMS)} > 6,2\text{V}$ ). Dla pozostałych częstotliwości charakterystyka przejściowa wzmacniacza jest w dobrym przybliżeniu liniowa. Dla każdej częstotliwości, osiągnięto również założoną moc wyjściową  $P_{wy\max}=100\text{W}$ , chociaż dla  $f=1\text{MHz}$  osiągnięcie mocy 100W wymagałoby znacznego zwiększenia sygnału sterującego.

Dzięki pracy wzmacniacza w płytkiej klasie AB drenowa sprawność energetyczna jest na poziomie zbliżonym do klasy B i przy maksymalnym wysterowaniu i przy częstotliwości środkowej  $f=15\text{MHz}$  osiąga wartość  $\eta_{D\max}=59,5\%$ . Wyjątkiem jest zakres częstotliwości poniżej 3MHz gdzie w skutek asymetrii sterowania (p. 4.8) oraz dużego argumentu impedancji widzianej przez pojedynczy tranzystor (rys. 5.7) sprawność wzmacniacza jest mała i sięga 40% przy pełnym wysterowaniu. Następstwem tego jest duża moc tracona w pojedynczym tranzystorze, która sięga 86W i jest osiągnięta dopiero przy pełnym wysterowaniu co nie jest typowe dla wzmacniaczy klasy B i klasy AB.

W zakresie częstotliwości 3MHz – 30MHz moc tracona w pojedynczym tranzystorze sięgnęła 42,5W przy  $E_{g(RMS)}=5,66\text{V}$  i częstotliwości 3MHz. Przy braku wysterowania wynosi ona 13,174W. Wartości te nie przekraczają połowy wartości maksymalnej możliwej mocy strat tranzystora SD703 (wzór 4.9, p. 4.4).

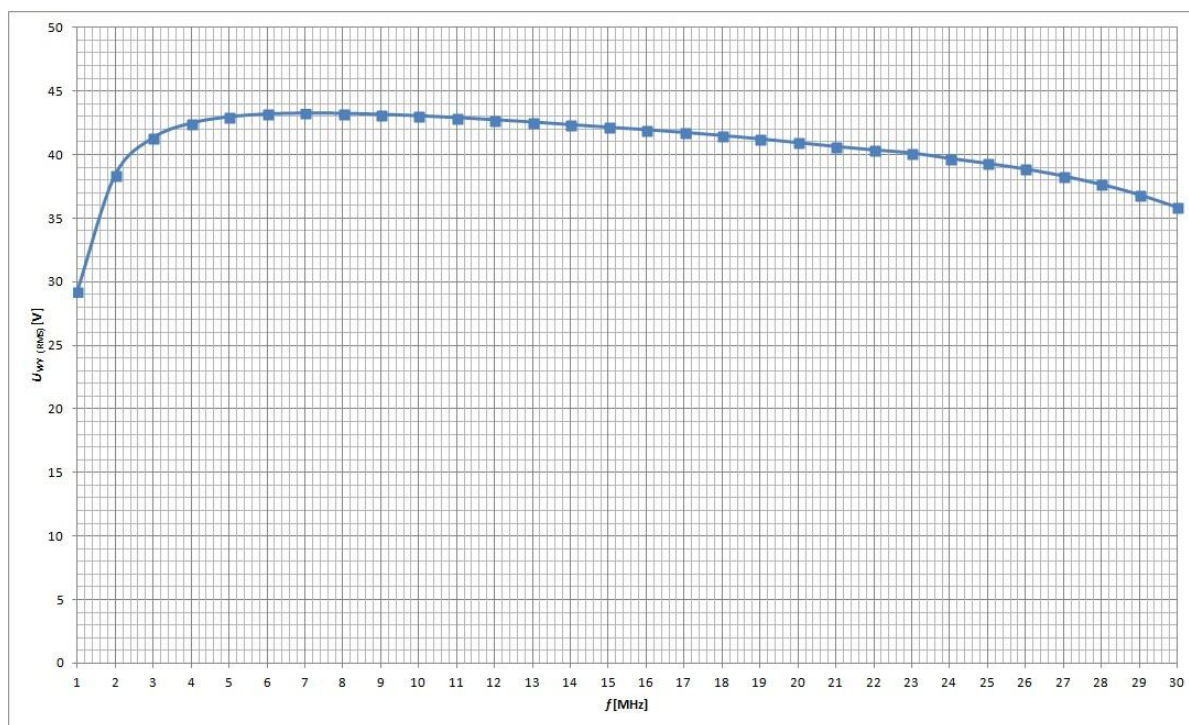
## 5.5. Wyznaczenie charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza

Podczas symulacji komputerowych (analiza .TRAN) wyznaczono także charakterystyki częstotliwościowe zaprojektowanego wzmacniacza (rys. 5.14):

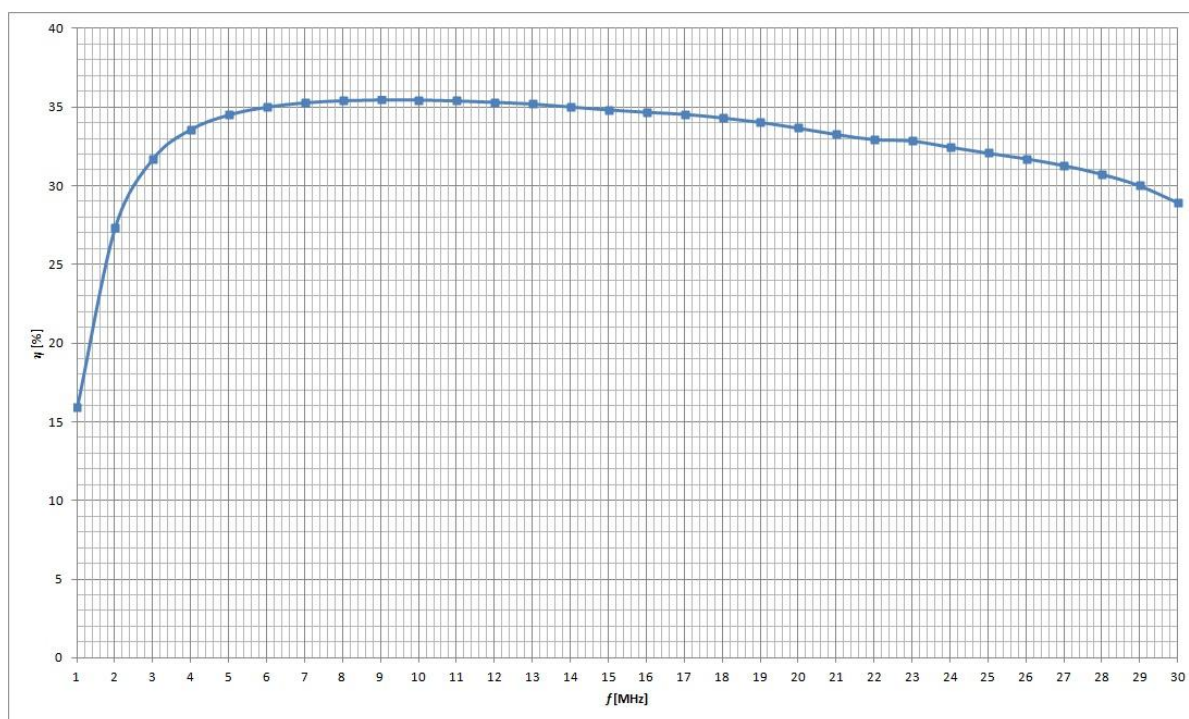
- Amplituda napięcia wyjściowego w funkcji częstotliwości.
- Sprawność energetyczna w funkcji częstotliwości.
- Mocy strat pojedynczego tranzystora w funkcji częstotliwości.

Charakterystyki zostały wyznaczone w zakresie częstotliwości 1MHz – 30MHz z krokiem 1MHz. Do symulacji przyjęto stałą wartość amplitudy SEM generatora

$E_{g(RMS)}=3,54V$ . Napięcie polaryzacji bramki wynosiło  $U_{GS0}=2,45V$ . Uzyskane charakterystyki przedstawiono na rysunkach 5.39 – 5.41.<sup>2</sup>

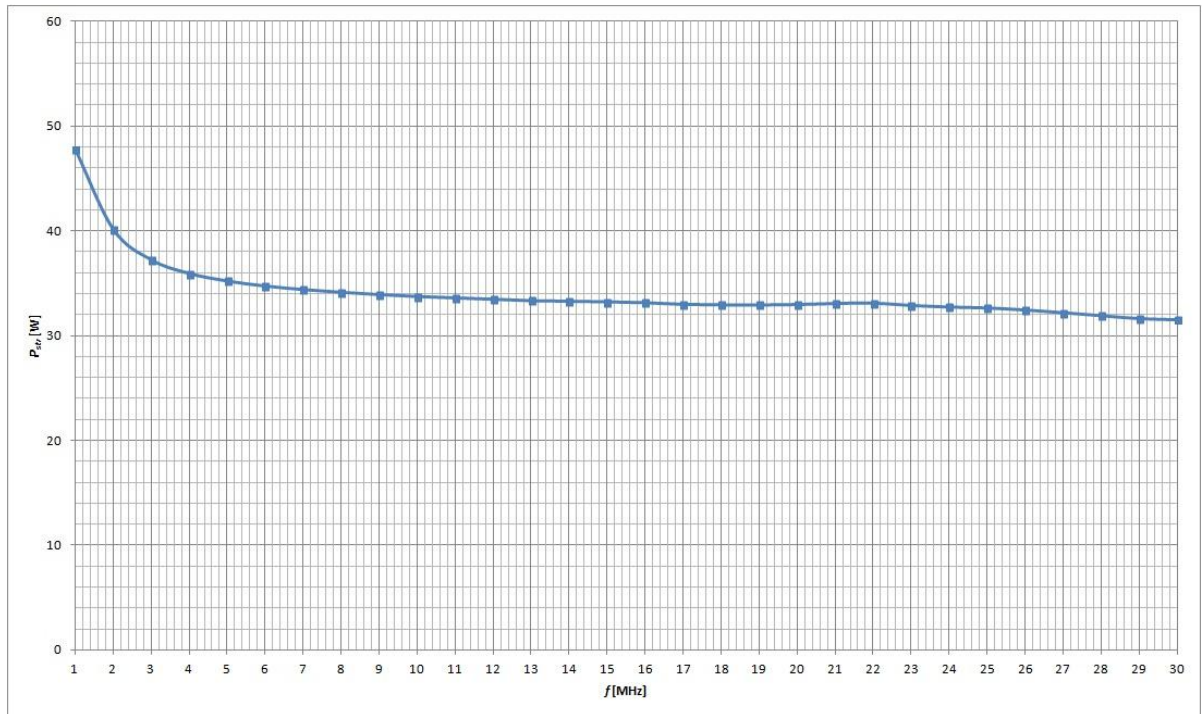


Rys. 5.39. Charakterystyka  $U_{wy(RMS)}(f)$  wzmacniacza ( $E_{g(RMS)}=3,54V$ ).



Rys. 5.40. Charakterystyka  $\eta(f)$  wzmacniacza ( $E_{g(RMS)}=3,54V$ ).

<sup>2</sup> Wartości zamieszczono w dodatku D.2.



Rys. 5.41. Charakterystyka  $P_{st}(f)$  wzmacniacza (w pojedynczym tranzystorze) ( $E_{g(RMS)}=3,54V$ ).

Parametry energetyczne wzmacniacza zachowują w przybliżeniu stałą wartość w funkcji częstotliwości w paśmie 3MHz – 30MHz. W zakresie dużych częstotliwości widoczny jest spadek amplitudy napięcia wyjściowego oraz sprawności wzmacniacza co spowodowane jest wzrostem poziomu zniekształceń nieliniowych oraz większym niedopasowaniem wejścia wzmacniacza do generatora (tab. 5.4).

W zakresie małych częstotliwości (mniejszych od 3MHz) widoczny jest znaczny spadek napięcia wyjściowego (a więc spadek mocy wyjściowej), sprawności wzmacniacza oraz wzrost mocy traconej w tranzystorach. Wynika to z dużego argumentu impedancji obciążenia pojedynczego tranzystora (rys. 5.7) w tym zakresie częstotliwości.



## 6. BUDOWA WZMACNIACZA

### 6.1. Budowa i pomiary transformatorów

Do budowy transformatorów szerokopasmowych z wykorzystaniem linii transmisyjnych używa się rdzeni ferrytowych i proszkowych. Przez symetryzator w obwodzie wejściowym Tr1 (rys. 4.9, p. 4.8) będzie płynął mały prąd w. cz. dlatego do jego budowy zostanie użyty rdzeń ferrytowy. Natomiast, przez symetryzator Tr2 oraz transformator szerokopasmowy Tr3 (rys. 4.8, p. 4.7) będą płynąć dużo większe prądy, dlatego też do ich budowy będą użyte rdzenie proszkowe. W przypadku rdzeni proszkowych nie występują bowiem problemy z podmagnesowaniem i nasyceniem rdzenia przy dużych prądach (w przeciwieństwie do rdzeni ferrytowych).

#### 6.1.1. Symetryzator w obwodzie wejściowym

Symetryzator Tr1 (rys. 4.9, p. 4.8) nawinięto na toroidalnym rdzeniu ferrytowym z materiału F82 o wymiarach 41,2x26x7,6mm ( $A_L=96\text{nH}$ ).

Przyjmując  $N_p=11$  otrzymujemy wartość indukcyjności głównej symetryzatora w obwodzie wejściowym równą:

$$L_{g1} = N_p^2 \cdot A_L = 9,56\mu\text{H} \quad (6.1)$$

Transformator Tr1 nawinięto skrętką złożoną z 2 drutów nawojowych emaliowanych (DNE) o średnicy  $d=1\text{mm}$  (liczba skrętek 0,5/cm).

Dla zbudowanego transformatora zmierzono indukcyjność główną transformatora  $L_{g1}$ , indukcyjność rozproszenia  $L_{r1}$  (na zaciskach wejściowych linii transmisyjnej tworzonej przez skrętkę przy zwarcu jej zacisków wejściowych) oraz pojemność międzyuzwojeniową. Pomiar indukcyjności głównej i indukcyjności rozproszenia wykonano przy pomocy miernika impedancji<sup>3</sup>, natomiast pojemność międzyuzwojeniową zmierzono przy pomocy mostka pomiarowego. Wyniki pomiarów zamieszczono w tabelach 6.1-6.3.

---

<sup>3</sup> Wykaz użytych przyrządów pomiarowych zamieszczono w D.3.

Tabela 6.1. Indukcyjność główna transformatora Tr1

$f$ [MHz]	$ Z $ [ $\Omega$ ]	$\varphi$ [ $^\circ$ ]	$L_{gl}$ [ $\mu$ H]
1	59	90	9,39
5	300	90	9,55
10	680	90	10,82
15	1250	89	13,26
20	2430	84	19,23
25	5200	62	29,23
30	15815	24	34,13

Tabela 6.2. Indukcyjność rozproszenia i wsp. sprzężenia transformatora Tr1

$f$ [MHz]	$ Z $ [ $\Omega$ ]	$\varphi$ [ $^\circ$ ]	$L_{rl}$ [nH]	$k$
1	1,5	38	146,98	0,992
5	3,5	76	108,10	0,994
10	6,4	80	100,31	0,995
15	8,2	82	99,46	0,996
20	12,5	84	98,93	0,997
25	16	85	101,47	0,998
30	19	84	100,25	0,998

Tabela 6.3. Pojemność między uzwojenia transformatora Tr1

$f$ [kHz]	$C$ [pF]
100	58

Pomiary indukcyjności głównej zbudowanego transformatora pokazują, że częstotliwość rezonansu własnego pojedynczego uzwojenia transformatora znajduje się poza pasmem pracy wzmacniacza. Jednak częstotliwość ta znajduje się na tyle blisko od pasma przenoszonych przez wzmacniacz częstotliwości, że powyżej 20MHz szybko wzrasta moduł impedancji uzwojenia, a jej argument maleje.

Uzyskana wartość indukcyjności głównej zbudowanego transformatora jest wystarczająca, aby wzmacniacz mógł pracować w paśmie od 3MHz do 30MHz (spełnia warunek 4.72 oraz 4.75, p. 4.8). Wartość ta jest jednak zbyt mała aby wzmacniacz mógł wzmacniać sygnały o częstotliwości mniejszej niż 3MHz (wzór 4.70, p. 4.8). Podjęto zatem próby nawinięcia transformatora przy użyciu większej liczby zwojów. Niestety zwiększenie liczby zwojów spowodowało, że częstotliwość rezonansu własnego pojedynczego uzwojenia znalazła się w paśmie przenoszonych przez wzmacniacz częstotliwości. Niemożliwe jest zatem uzyskanie większej wartości indukcyjności głównej.

Przy budowie docelowego transformatora zamiast drutu nawojowego została wykorzystana linia koncentryczna o impedancji  $50\Omega$ . Pozwoliło to na zmniejszenie wartości indukcyjności rozproszenia  $L_r$  oraz na dopasowanie linii transmisyjnej, gdyż impedancja charakterystyczna linii koncentrycznej jest równa wartości wymaganej  $Z_o=50\Omega$ .

### 6.1.2. Symetryzator w obwodzie wyjściowym

Symetryzator Tr2 (rys. 4.8, p. 4.7) został nawinięty na toroidalnym rdzeniu proszkowym T94-9/90 o wymiarach 23,9x14,2x7,92mm ( $A_L=25$ nH).

Przyjmując  $N_p=10$  otrzymujemy indukcyjność główną symetryzatora:

$$L_{g1} = N_p^2 \cdot A_L = 2,5 \mu\text{H} \quad (6.2)$$

Wartość ta jest dostatecznie duża, gdyż spełnia warunek 4.55. Transformator Tr2 nawinięto skrętką złożoną z dwóch drutów nawojowych emaliowanych (DNE) o średnicy  $d=1\text{mm}$ .

Wymagana impedancja charakterystyczna linii transmisyjnej zastosowanej do budowy transformatora Tr2 powinna wynosić:

$$Z_o = \sqrt{R_d \cdot R_{dd}} = \sqrt{3,125 \Omega \cdot 12,5 \Omega} = 6,25 \Omega \quad (6.3)$$

Uzyskanie linii transmisyjnej o wartości impedancji charakterystycznej obliczonej ze wzoru 6.3 jest niemożliwe. Wartość ta jest zbyt mała aby można było ją uzyskać poprzez skręcenie parzystej liczby drutów nawojowych [6].

W zbudowanym transformatorze liczba skrętek wynosi 3/cm. Daje to impedancję charakterystyczną linii transmisyjnej tworzonej przez tę skrętkę równą  $Z_o=30\Omega$ .

Dla zbudowanego transformatora zmierzono indukcyjność główną transformatora  $L_{g2}$ , indukcyjność rozproszenia  $L_{r2}$  oraz pojemność międzyuzwojeniową. Pomiar indukcyjności głównej i indukcyjności rozproszenia wykonano przy pomocy miernika impedancji, natomiast pojemność międzyuzwojeniową zmierzono przy pomocy mostka pomiarowego. Indukcyjność rozproszenia zmierzono na zaciskach dren-źródło zasilania przy zwartych zaciskach dren-dren (rys. 4.8, p. 4.7). Wyniki pomiarów zamieszczono w tabelach 6.4-6.6.

Tabela 6.4. Indukcyjność główna transformatora Tr2

$f$ [MHz]	$ Z $ [ $\Omega$ ]	$\varphi$ [ $^\circ$ ]	$L_{g2}$ [ $\mu\text{H}$ ]
1	13,5	89	2,15
4,5	60	90	2,12
10	135	88	2,14
15	205	88	2,17
20	280	88	2,22
25	370	85	2,34
30	470	82	2,47

Tabela 6.5. Indukcyjność rozproszenia i wsp. sprzężenia transformatora Tr2

$f$ [MHz]	$ Z $ [ $\Omega$ ]	$\varphi$ [ $^\circ$ ]	$L_{r2}$ [nH]	$k$
1	0,6	12	19,8	0,995
4,5	1	45	20	0,995
10	1,6	60	22	0,995
15	2,1	68	20,6	0,995
20	2,8	76	21,6	0,995
25	3,4	78	21,2	0,995
30	4,1	78	21,3	0,996

Tabela 6.6. Pojemność między uzwojenia transformatora Tr2

$f$ [kHz]	$C$ [pF]
100	57

Wyniki przeprowadzonych pomiarów pokazują, że częstotliwości rezonansów własnych transformatora Tr2 znajdują się poza pasmem częstotliwości pracy wzmacniacza.

### 6.1.3. Transformator szerokopasmowy w obwodzie wyjściowym

Transformator Tr3 symetryzujący obciążenia  $R_o=50\Omega$  i transformujący jego rezystancję do wartości  $R_{dd}=12,5\Omega$  składa się z dwóch elementarnych transformatorów na linii transmisyjnej o przekładni 1:1, których zaciski wejściowe są połączone równolegle, a zaciski wyjściowe szeregowo (rys. 4.8, p. 4.7). Do nawinięcia tego transformatora użyto zatem dwóch toroidalnych rdzeni proszkowych T131-8/90 o wymiarach 33x16,3x11,1mm ( $A_L=52,5nH$ ).

Przyjmując  $N_p=10$  otrzymujemy indukcję główną:

$$L_{g1} = N_p^2 \cdot A_L = 5,25\mu H \quad (6.4)$$

Transformator Tr3 nawinięto skrętką złożoną z dwóch drutów nawojowych emaliowanych (DNE) o średnicy  $d=1mm$ .

Wymagana impedancja charakterystyczna linii transmisyjnej zastosowanej do budowy transformatora Tr3 powinna wynosić:

$$Z_o = \sqrt{R_o \cdot R_{dd}} = \sqrt{50\Omega \cdot 12,5\Omega} = 25\Omega \quad (6.5)$$

Zbliżoną wartość impedancji charakterystycznej uzyskano stosując gęsto skręconą parę drutów (3 skrętki na cm długości linii) [6].

Dla zbudowanego transformatora zmierzono indukcję główną transformatora  $L_{g3}$ , indukcję rozproszenia  $L_{r3}$  oraz pojemność międzyuzwojeniową. Pomiar indukcji głównej wykonano przy pomocy miernika impedancji, natomiast pojemność międzyuzwojeniową zmierzono przy pomocy mostka pomiarowego. Indukcję rozproszenia zmierzono na zaciskach wejściowych transformatora przy zwartych zaciskach wyjściowych. Wyniki pomiarów zamieszczono w tabelach 6.7-6.9.

Tabela 6.7. Indukcyjność główna transformatora Tr3

$f$ [MHz]	$ Z $ [ $\Omega$ ]	$\varphi$ [ $^\circ$ ]	$L_{g3}$ [ $\mu\text{H}$ ]
1	34	90	5,41
4,5	160	88	5,65
10	370	84	5,85
15	590	84	6,23
20	900	84	7,12
25	1370	78	8,53
30	2150	70	10,7

Tabela 6.8. Indukcyjność rozproszenia i wsp. sprzężenia transformatora Tr3

$f$ [MHz]	$ Z $ [ $\Omega$ ]	$\varphi$ [ $^\circ$ ]	$L_{r3}$ [nH]	$k$
1	1,5	40	153,40	0,991
4,5	2,9	70	96	0,992
10	6	78	93,42	0,992
15	8,7	81	91	0,993
20	13	84	102	0,993
25	14	84	88,61	0,995
30	17,5	84	92,33	0,996

Tabela 6.9. Pojemność między uzwojenia transformatora Tr3

$f$ [kHz]	$C$ [pF]
100	88

Przeprowadzone pomiary wykazały, że częstotliwość rezonansu własnego uzwojenia transformatora znajduje się poza pasmem pracy wzmacniacza. Znajduje się jednak na tyle blisko, że powoduje szybki wzrost modułu i spadek kąta impedancji dla częstotliwości powyżej 25MHz..

Symulacje pokazały, że wartość indukcyjności głównej transformatorów tworzących Tr3 jest zbyt mała, aby wzmacniacz mógł wzmacniać sygnały o częstotliwości mniejszej niż 3MHz (p. 5.1). Podjęto zatem próby nawinięcia tych transformatorów przy użyciu większej liczby zwojów. Niestety, podobnie jak w przypadku transformatora wejściowego, częstotliwość rezonansu własnego uzwojenia transformatora znalazła się w paśmie przenoszonych przez wzmacniacz częstotliwości. Niemożliwe jest zatem uzyskanie większej indukcyjności głównej transformatorów.

## 6.2. Uzupełnienia projektu wzmacniacza

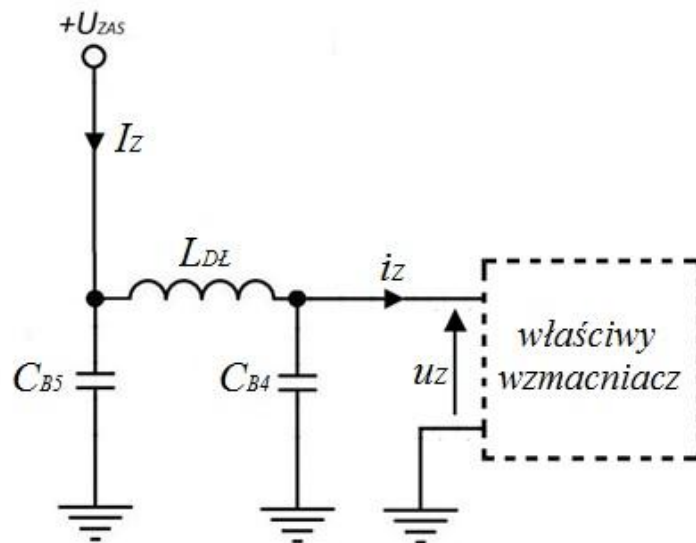
### 6.2.1. Obwód zasilania

W stopniu zasilania wzmacniacza mocy w.cz. zastosowano dodatkowy filtr, zawierający dławik oraz kondensatory blokujące (rys. 6.1). Filtr ten ma za zadanie stłumienie zakłóceń indukowanych w przewodach zasilających oraz zamknięcie obwodu dla składowej zmiennej prądu zasilania  $i_Z(t)$  wewnątrz wzmacniacza. Prąd  $i_Z(t)$  ma bowiem przebieg w postaci sinusoidy wyprostowanej dwupołkowo, a jego składowa podstawowa ma częstotliwość  $2f_o$ . Pojemność kondensatora blokującego  $C_{B4}$  powinna być

na tyle duża, aby stanowiła ona skuteczne zwarcie dla sygnałów w.cz., tzn. aby składowa zmienna napięcia  $u_Z(t)$  była dostatecznie mała w stosunku do składowej stałej  $U_Z$ :

$$C_{B4} \gg \frac{\bar{I}_{2fo}}{2 \cdot \pi \cdot 2f_d \cdot U_Z} \quad (6.6)$$

gdzie:  $\bar{I}_{2fo}$  - amplituda składowej podstawowej prądu zasilania,  $f_d$  - częstotliwość dolna pasma wzmacnianych sygnałów,  $U_Z$  - napięcie zasilania (wzór 4.11, p. 4.5)



Rys. 6.1. Obwód zasilania wzmacniacza

Dla prądu zasilania w postaci sinusoidy wyprostowanej dwupołwkowo amplituda jego składowej podstawowej wyraża się wzorem [25]:

$$\bar{I}_{2fo} = \frac{4}{3\pi} \cdot i_{DpeakPEP} \quad (6.7)$$

gdzie:  $i_{DpeakPEP}$  - wartość szczytowa prądu drenu każdego tranzystora wzmacniacza przy pełnej mocy wyjściowej. Dla projektowanego wzmacniacza amplituda składowej podstawowej prądu zasilania wzmacniacza wynosi (wzór 4.21, p. 4.5):

$$\bar{I}_{2fo} = 8,208A \cdot \frac{4}{3\pi} = 3,483A \quad (6.8)$$

Zatem warunek (6.6) przyjmuje postać:

$$C_{B4} \gg 2,72\text{nF} \quad (6.9)$$

W budowanym wzmacniaczu przyjęto, że kondensator blokujący  $C_{B4}$  będzie miał pojemność równą:

$$C_{B4} = 200\text{nF} \quad (6.10)$$

Konieczne jest również zastosowanie kondensatora blokującego  $C_{B5}$ , ponieważ w przypadku jego braku, przewód łączący wzmacniacz ze źródłem zasilania byłby częścią dławika  $L_{DL}$  i mógłby odbierać i emitować zakłócenia. Dobór wartości indukcyjności dławika oraz pojemności kondensatora  $C_{B5}$  nie jest krytyczny. Indukcyjność dławika powinna być na tyle duża, aby spełniony był warunek:

$$X_{L_{DL}} \gg R_d \quad (6.11)$$

gdzie:  $R_d$  - rezystancja dynamiczna (wzór 4.17, p. 4.5)

Dla budowanego wzmacniacza warunek ten ma postać:

$$X_{L_{dl}} \gg 3,125\Omega \quad (6.12)$$

Przyjęto wartość indukcyjności dławika  $L_{DL}$  spełniającą warunek 6.12:

$$L_{DL} = 1\mu\text{H} \left[ X_{L_{DL}} (3\text{MHz}) = 18,85\Omega \right] \quad (6.13)$$

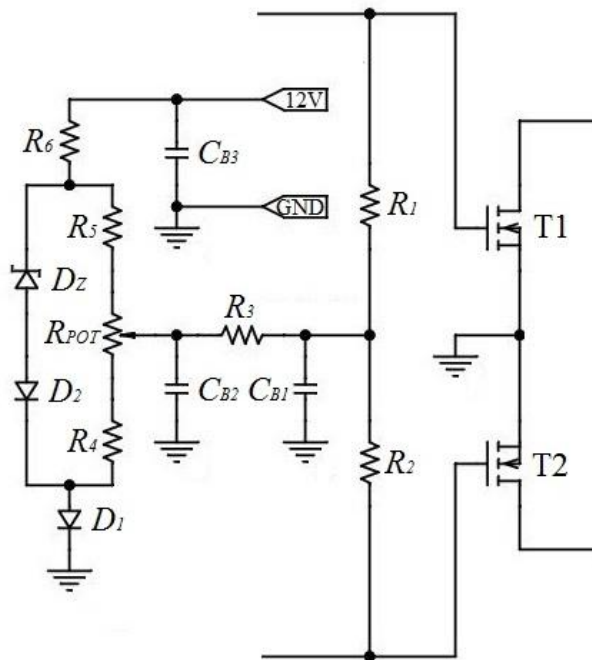
W budowanym wzmacniaczu przyjęto, że kondensator blokujący  $C_{B5}$  będzie miał pojemność:

$$C_{B5} = 4,7\mu\text{F} \quad (6.14)$$

### 6.2.2. Obwód polaryzacji bramek tranzystora mocy

W projektowanym wzmacniaczu do polaryzacji bramek tranzystora SD703 zastosowano układ stabilizatora parametrycznego z diodą Zenera  $D_Z$  i dodatkową kompensacją termiczną z diodami  $D_1$  oraz  $D_2$  (rys. 6.2) (bazujący na obwodzie zaproponowanym przez firmę POLYFET) [12].

Obwód polaryzacji bramek, oprócz wartości  $U_{GS0}$  zapewniającej wymaganą wartość spoczynkowego prądu drenu tranzystora  $I_{D00}$ , powinien również zapewnić niezależność tego prądu od temperatury tranzystora. Wraz ze wzrostem temperatury tranzystora zmienia się bowiem jego charakterystyka przejściowa powodując wzrost spoczynkowego prądu drenu. Zjawisko to określane jest mianem dryftu temperaturowego i powoduje zmianę parametrów wzmacniacza w czasie jego pracy. Spadek mocy wyjściowej wzmacniacza oraz wzrost mocy zasilania skutkuje wzrostem mocy traconej powodującym dalszy wzrost temperatury tranzystora i w efekcie dalszy wzrost mocy traconej. W skrajnym przypadku zjawisko to może doprowadzić do zniszczenia elementu aktywnego. Kompensacja termiczna tego zjawiska jest zatem niezbędna [23].



Rys. 6.2. Obwód polaryzacji bramek tranzystora mocy zastosowany w budowanym wzmacniaczu



Zastosowana w obwodzie dioda  $D_2$  kompensuje dodatni (ok.  $+2\text{mV}/^\circ\text{C}$ ) dryft temperaturowy diody Zenera o napięciu  $U_{DZ}=6,8\text{V}$ . Natomiast dioda  $D_1$  zapewnia ujemny (ok.  $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ ) dryft temperaturowy dla całego obwodu stabilizatora, dzięki czemu napięcie polaryzujące bramki tranzystora ma ujemny współczynnik temperaturowy.

W projekcie założono, że w podwójnym tranzystorze (push-pull) nie występuje asymetria charakterystyk statycznych elementarnych tranzystorów. Dlatego nie zdecydowano się zastosowanie osobnych układów polaryzacji dla każdego z elementarnych tranzystorów.

Potencjometr  $R_{POT}$  umożliwia regulację położenia spoczynkowego punktu pracy  $U_{GS0}=2,45\text{V}$ . Rezystory  $R_4$ ,  $R_5$  służą natomiast do ograniczenia zakresu regulacji ( $U_{GS0min}=2,3\text{V} \div U_{GS0max}=2,6\text{V}$ ).

W układzie zastosowano również filtr dla składowej w.cz. złożony z rezystora  $R_3$  oraz kondensatorów blokujących  $C_{B1}$  oraz  $C_{B2}$ . Filtr ten izoluje obwód bramek tranzystorów mocy od obwodu wytwarzającego napięcie polaryzacji tych bramek dla składowych w.cz.

W obwodzie polaryzacji bramek projektowanego wzmacniacza zastosowano diodę Zenera  $DZ$  o napięciu przebicia  $U_{DZ}=6,8\text{V}$  i maksymalnej mocy strat  $P_{DZstrmax}=0,5\text{W}$ . Przyjęto wartość mocy strat  $P_{DZstr}$  mniejszą od maksymalnej mocy strat na diodzie:

$$P_{DZstr} = 0,4\text{W} \quad (6.15)$$

Maksymalna wartość prądu przepływającego przez diodę Zenera wyznaczana jest ze wzoru:

$$I_{DZmax} = \frac{P_{DZstr}}{U_{DZ}} = 58,8\text{mA} \quad (6.16)$$

W projektowanym obwodzie przyjęto wartość prądu  $I_{DZ}$  równą:

$$I_{DZ} = 53\text{mA} < I_{DZmax} \quad (6.17)$$

Przyjmując wartość rezystancji potencjometru  $R_{POT} = 100\Omega$  otrzymujemy wartość prądu płynącego przez dzielnik napięciowy  $R_4, R_5, R_{POT}$ :

$$I_{RDZ} = \frac{U_{GS0max} - U_{GS0min}}{R_{POT}} = \frac{0,3V}{100\Omega} = 3mA \quad (6.18)$$

Prąd płynący przez rezystor  $R_6$  wynosi więc:

$$I_{R6} = I_{DZ} + I_{RDZ} = 53mA + 3mA = 56mA \quad (6.19)$$

Zakładając, że napięcie zasilające układ polaryzacji bramek jest równe  $U_{pol}=12V$ , należy zastosować rezystor  $R_6$ , którego wartość wynika z zależności:

$$R_6 = \frac{12V - 8,2V}{56mA} = 67,86\Omega \quad (6.20)$$

Moc, jaka wydzieli się w rezystorze  $R_6$ , wynosi:

$$P_{R6} = 0,213W \quad (6.21)$$

Wartości rezystorów  $R_4, R_5$  wynikają z poniższych zależności:

$$R_4 = \frac{U_{GS0min} - U_D}{I_{RDZ}} = 533\Omega \quad (6.22)$$

$$R_5 = \frac{U_{DZ} + U_D + U_D - U_{GS0max}}{I_{RDZ}} = 1867\Omega \quad (6.23)$$

Wartość rezystora  $R_3$  przyjęto wg zalecenia znajdującego się w projekcie firmy POLYFET:

$$R_3 = 4,7k\Omega \quad (6.24)$$

Pojemności kondensatorów blokujących  $C_{B1}$ ,  $C_{B2}$  oraz  $C_{B3}$  powinny być na tyle duże aby stanowiły one skuteczne zwarcie dla sygnałów wielkiej częstotliwości. Reaktancja pojemności  $C_{B1}$ ,  $C_{B2}$  dla częstotliwości wzmacnianych sygnałów powinna spełniać warunek:

$$|X_{C_{B1,B2}}| \ll R_1, R_2 = 25\Omega \quad (6.25)$$

Pojemności  $C_{B1}$ ,  $C_{B2}$  muszą zatem spełniać warunek:

$$C_{B1,B2} \gg 3,98\text{nF} \quad (6.26)$$

Przyjęto wartość  $C_{B1}$ ,  $C_{B2}$  wynoszące:

$$C_{B1} = C_{B2} = 4,7\mu\text{F} \quad (6.27)$$

Pojemność  $C_{B3}$  powinna spełniać warunek:

$$|X_{C_{B3}}| \ll R_6 \quad (6.28)$$

W zaprojektowanym wzmacniaczu warunek 6.28 ma postać:

$$C_{B3} \gg 2,35\text{nF} \quad (6.29)$$

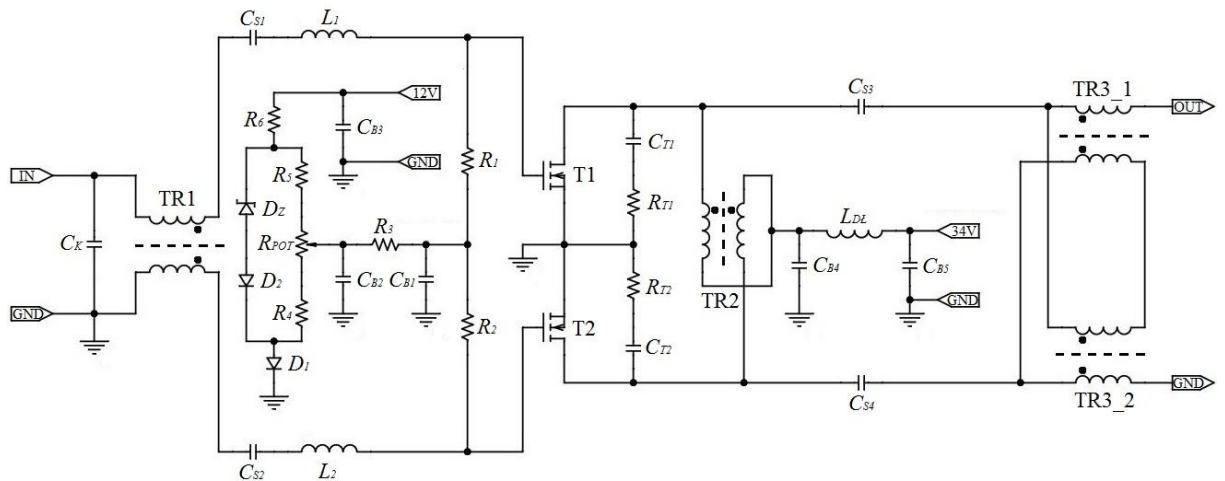
Przyjęto wartość  $C_{B3}$  równą:

$$C_{B3} = 4,7\mu\text{F} \quad (6.30)$$

## 6.3. Przyjęty układ budowanego wzmacniacza

### 6.3.1. Pełny schemat

Schemat zaprojektowanego wzmacniacza przedstawiono na rysunku 6.3.



Rys. 6.3. Pełny schemat zaprojektowanego wzmacniacza 100W, 3÷30MHz

### 6.3.2. Wykaz zastosowanych elementów

- Kondensatory  $C_{S3}$  oraz  $C_{S4}$

Przez kondensatory  $C_{S3}$ ,  $C_{S4}$  w obwodzie wyjściowym będzie płynąć dość duży prąd. Dlatego też zdecydowano, że wymagane pojemności zostaną osiągnięte poprzez równoległe połączenie czterech kondensatorów SMD 100nF 1812 X7R.

- Kondensatory  $C_{S1}$  oraz  $C_{S2}$

Kondensatory sprzęgające  $C_{S1}$  oraz  $C_{S2}$  wykonano w postaci dwóch równoległe połączonych kondensatorów SMD 100nF 1812 X7R.

- Kondensatory  $C_{B1}$ ,  $C_{B2}$  oraz  $C_{B3}$  - kondensator elektrolityczny 4,7μF / 50V .

- Kondensator  $C_{B4}$

Kondensator  $C_{B4}$  wykonano z dwóch równoległe połączonych kondensatorów SMD 100nF 1812 X7R.

- Kondensator  $C_{B5}$  - kondensator elektrolityczny 4,7μF / 50V .

- Rezystory  $R_1$  oraz  $R_2$  - 24Ω / 1W

- Rezystor  $R_3$  -  $4,7k\Omega / 0,25W$
- Rezystor  $R_4$  -  $560\Omega / 0,5W$
- Rezystor  $R_5$  -  $1800\Omega / 0,5W$
- Rezystor  $R_6$  -  $68\Omega / 0,5W$
- Rezystory  $R_{T1}$  oraz  $R_{T2}$  -  $10\Omega / 2W$
- Kondensatory  $C_{T1}$  oraz  $C_{T2}$ 

Kondensatory te wykonano w postaci czterech równolegle połączonych kondensatorów SMD 1206 NP0: 15pF, 15pF, 10pF, 10pF.
- Kondensator  $C_K$ 

Kondensator  $C_K$  wykonano z trzech równolegle połączonych kondensatorów SMD 1206 NP0: 33pF, 22pF, 15pF.
- Diody  $D_1$  oraz  $D_2$  - BAV P21
- Potencjometr  $R_{POT}$  - W101 11H 100 $\Omega$  (wielobrotowy)
- Dioda Zenera  $D_Z$  - 6,8V / 0,5W
- Dławik  $L_{DL}$ 

Dławik  $L_{DL}$  o indukcyjności 1 $\mu$ H został zrealizowany w postaci solenoidalnej cewki powietrznej. Indukcyjność cewki w postaci solenoidu wyznacza się z zależności [26]:

$$L = \frac{0,022 \cdot N^2 \cdot D}{1 + 2,2 \cdot \frac{l}{D}} [\mu\text{H}] \quad (6.31)$$

gdzie:  $N$  - liczba zwojów,  $D$  - średnica cewki [cm],  $l$  - długość uzwojenia [cm]

Błąd, którym obarczona jest indukcyjność cewki o danych wymiarach obliczona ze wzoru 6.31 nie przekracza 2% jeżeli  $l \geq 0,3D$  i jeżeli średnica uzwojenia  $d \ll D$  [26]. Dla projektowanego dławika przyjęto wartości:

$$D = 1,35\text{cm} \quad (6.32)$$

$$d = 0,1\text{cm} \quad (6.33)$$

$$N = 16 \quad (6.34)$$

Dla przyjętych wartości  $D$ ,  $d$  i  $N$  indukcyjność  $1\mu\text{H}$  uzyskujemy, gdy długość uzwojenia wynosi:

$$l = \left( \frac{0,022N^2D}{L} - 1 \right) \frac{D}{2,2} = 4,05\text{cm} \quad (6.35)$$

- Cewki  $L_1$  oraz  $L_2$

Cewki kompensujące o indukcyjności  $74\text{nH}$  wykonano w kształcie solenoidu o wymiarach:  $D = 0,9\text{cm}$ ,  $N = 3$ ,  $l = 0,57\text{cm}$  stosując przewód DNE o średnicy  $d = 1\text{mm}$  (wzór 6.31)

- Tranzystor  $T1$ ,  $T2$  - tranzystor Push-Pull SD703 firmy POLYFET (p. 4.4.)
- Transformator  $TR1$  (opis w p. 6.1.1)
- Transformator  $TR2$  (opis w p. 6.1.2)
- Transformator  $TR3$  (opis w p. 6.1.3)

## 6.4. Obliczenie radiatora tranzystorów mocy

Straty mocy w tranzystorze powodują wzrost jego temperatury. Aby nie dopuścić do jego zniszczenia konieczne jest zapewnienie odpowiedniego chłodzenia. W tym celu wykorzystano pasywne chłodzenie poprzez użycie radiatora.

Z danych katalogowych tranzystora SD703 [18] odczytano wartość rezystancji termicznej złącze-obudowa:

$$R_{th(j-c)} = 0,65 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (6.36)$$

Przyjmijmy, że temperatura złącza  $T_j$  tranzystora SD703 w projektowanym wzmacniaczu będzie niższa od maksymalnej dopuszczalnej temperatury złącza tranzystora dzięki czemu zostanie zachowany margines bezpieczeństwa:

$$T_j = 175^{\circ}\text{C} < T_{j\max} = 200^{\circ}\text{C} \quad (6.37)$$

Na podstawie wyników symulacji wzmacniacza (p. 5.4) przyjęto maksymalną moc traconą w podwójnym tranzystorze równą:

$$P_{Dstr\max(2)} = 84\text{W} \quad (6.38)$$

Temperatura obudowy tranzystora w projektowanym wzmacniaczu wynosi:

$$T_h = T_j - P_{Dstr\max(2)} \cdot R_{th(j-c)} = 175^{\circ}\text{C} - 84\text{W} \cdot 0,65 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} = 120,4^{\circ}\text{C} \quad (6.39)$$

Przyjmując maksymalną temperaturę otoczenia tranzystora we wzmacniaczu równą:

$$T_a = 40^{\circ}\text{C} \quad (6.40)$$

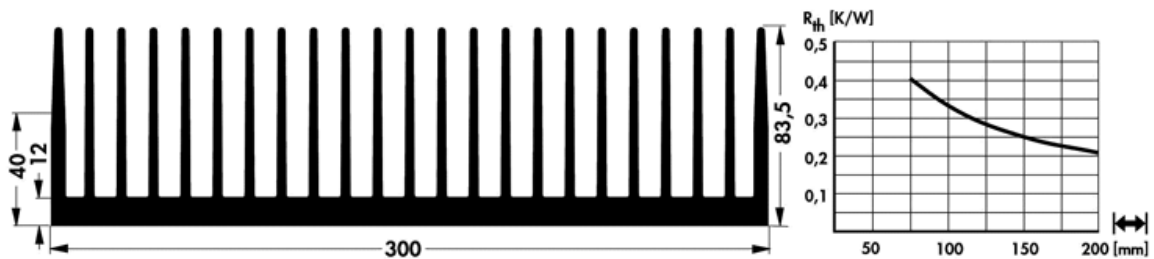
otrzymujemy maksymalną rezystancję cieplną zastosowanego radiatora:

$$R_{th(h)} = \frac{T_h - T_a}{P_{Dstr\max(2)}} = \frac{120,4^{\circ}\text{C} - 40^{\circ}\text{C}}{84\text{W}} = 0,957 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (6.41)$$

Wybrano uźebrowany radiator aluminiowy z kształtownika SK157 o dźużności 118mm będuący na wyposażeniu laboratorium. Z zależności rezystancji cieplnej radiatora SK157 od jego dźużności (rys. 6.4) wynika, że uźyty radiator ma rezystancję cieplną mniejszą od wymaganej:

$$R_{th(h)} = 0,3 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} < 0,957 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (6.42)$$

Uźyty radiator (rys. 6.4) zapewnia więc bezpieczną pracę tranzystora w projektowanym wzmacniaczu.



Rys. 6.4. Wymiary kształtki SK157 oraz zależność rezystancji cieplnej od dźużności radiatora [27]

## 6.5. Projekt płytki drukowanej

Płytką drukowaną wzmacniacza mocy w.cz. została wykonana przy uźyciu laminatu szklano-epoksydowego FR4-LF (laminat przystosowany do wymogów technologii bezołowiowej charakteryzujący się większą wytrzymałością temperaturową) o grubości 1,5mm obustronnie pokrytego warstwą miedzi o grubości 35 $\mu\text{m}$ .

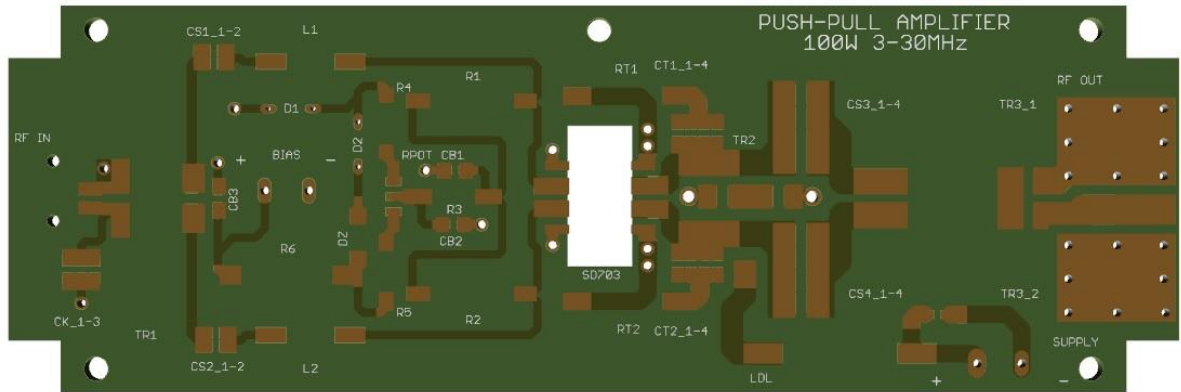
Przy projektowaniu płytki drukowanej kierowano się następującymi założeniami:

- Ścieżki prowadzone będą po jednej stronie płytki. Druga strona będzie stanowiła główną masę układu.
- Połączenia między elementami będą możliwie najkrótsze, szczególnie tam, gdzie płyną prądy w.cz.
- Zostanie zachowana symetria elektryczna gałęzi przeciwsobnych.



- Połączenia, którymi będzie płynął duży prąd, zostaną odpowiednio poszerzone.
- Ścieżki, którymi płyną prądy w.cz. zostaną maksymalnie poszerzone aby zminimalizować indukcyjność ścieżek.

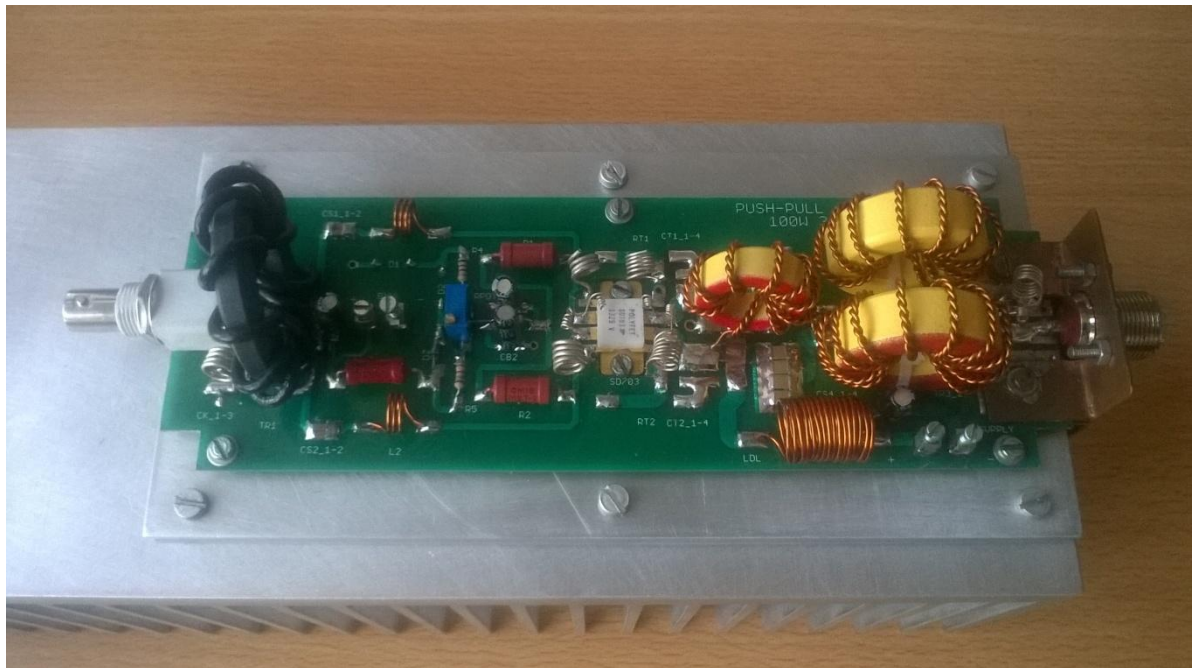
Zaprojektowaną płytkę przedstawiono na rysunku 6.5. Jej wymiary wynoszą 199mm x 66mm.



Rys. 6.5. Płytką drukowaną – warstwa górna

## 6.6. Montaż wzmacniacza

Skonstruowany wzmacniacz przedstawiono na rysunku 6.6.



Rys. 6.6. Wzmacniacz 100W, 3÷30MHz zbudowany w wyniku niniejszej pracy

## 7. URUCHOMIANIE, STROJENIE I POMIARY ZBUDOWANEGO WZMACNIACZA

### 7.1. Pomiary impedancji obciążenia pojedynczego tranzystora

Ze względu na konieczność zapewnienia rzeczywistej impedancji dynamicznej widzianej przez pojedynczy tranzystor, przeprowadzone zostały pomiary obwodu wyjściowego zbudowanego wzmacniacza. W pomiarach wpływ pojemności wyjściowej tranzystora SD703 uwzględniono poprzez dołączenie do wejść obwodu wyjściowego kondensatorów  $C_d$ , których wartość jest równa pojemności wyjściowej tranzystora SD703 ( $C_d = 96\text{pF}$ ). Pomiary impedancji widzianej przez pojedynczy tranzystor wykonywane były za pomocą miernika impedancji typu BM650. Wyniki pomiarów przedstawiono w tabeli 7.1.

Tabela 7.1. Zmierzone wartości impedancji dynamicznej widzianej przez pojedynczy tranzystor SD703 (układ pierwotny,  $C_f = 50\text{pF}$ )

$f$ [MHz]	$ Z_1 $ [ $\Omega$ ]	$\varphi_1$ [ $^\circ$ ]	$ Z_2 $ [ $\Omega$ ]	$\varphi_2$ [ $^\circ$ ]
3	3,23	22,54	3,23	22,54
5	3,56	22,93	3,56	22,93
10	3,79	22,6	3,79	22,6
15	4,02	27,69	4,02	27,69
20	4,69	35,74	4,69	35,74
25	5,03	39,15	5,03	39,15
30	5,47	46,34	5,47	46,34

Zmierzone wartości impedancji w dużym stopniu różnią się od założonej wartości ( $Z_d = R_d = 3,125\Omega$ ), dlatego w celu kompensacji składowej urojonej impedancji stanowiącej obciążenie „wewnętrznych” tranzystorów mocy zwiększono pojemność kondensatorów  $C_t$  wchodzących w skład tłumika (rys. 6.3, p. 6.3.1) do wartości 650pF. Wyniki pomiarów po korekcji tych pojemności zostały przedstawione w tabeli 7.2.

Wartości impedancji dynamicznej widzianej przez pojedynczy tranzystor, po korekcji pojemności kondensatorów  $C_t$ , uległy znacznej poprawie. Zwiększenie pojemności tych kondensatorów powoduje jednak zwiększenie mocy wydzielanej w rezystorach  $R_t$  tłumików. Prowadzi to zatem do spadku sprawności układu. Symulacje przeprowadzone w programie PSPICE pokazały, że moc wydzielana w opornikach  $R_t$  wzrośnie w tym wypadku aż do 40W przy częstotliwości 30MHz. Jest to wartość niedopuszczalna.

Jak już wspomniano w rozdziale 5.1, dwójniki tłumiące mogą zostać pominięte przy montażu wzmacniacza bowiem pojemności wyjściowe tranzystorów wraz z ich rezystancjami strat tworzą dostatecznie skuteczne dwójniki tłumiące. Zdecydowano się zatem na usunięcie z płytki drukowanej rezystorów  $R_t$ , które zastąpiono zwarciami.

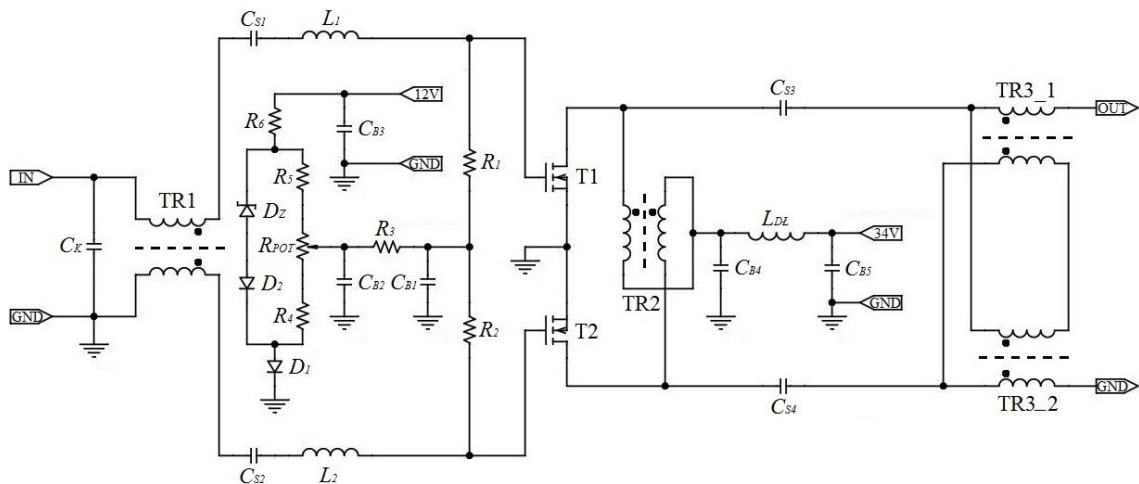
Podczas testów wzmacniacza zauważono jednak, że pozostawione kondensatory  $C_t$  o pojemności 650pF powodują spadek sprawności układu o 8% (przy 30MHz). Po zwarceniu zacisków rezystorów  $R_t$ , pojemność  $C_t$  połączona równolegle do pojemności wyjściowej tranzystora, powoduje bowiem obniżenie modułu impedancji dynamicznej widzianej przez pojedynczy tranzystor. Spadek modułu jest tym większy, im większa jest częstotliwość. Potwierdziły to również symulacje przeprowadzone w programie PSPICE. W celu poprawy sprawności wzmacniacza, zdecydowano się usunąć również kondensatory  $C_t$ . Zmiana ta nie spowodowała powstania drgań pasożytniczych.

Tabela 7.2. Zmierzone wartości impedancji dynamicznej widzianej przez pojedynczy tranzystor SD703 po korekcji pojemności kondensatorów  $C_t$  ( $C_t=650\text{pF}$ )

$f$ [MHz]	$ Z_1 $ [ $\Omega$ ]	$\phi_1$ [ $^\circ$ ]	$ Z_2 $ [ $\Omega$ ]	$\phi_2$ [ $^\circ$ ]
3	3,34	19,16	3,34	19,16
5	3,44	16,00	3,44	16,00
10	3,47	14,15	3,47	14,15
15	3,47	24,89	3,47	24,89
20	4,14	33,02	4,14	33,02
25	4,83	35,36	4,83	35,36
30	5,33	33,86	5,33	33,86

## 7.2. Ostateczny schemat ideowy zaprojektowanego wzmacniacza mocy

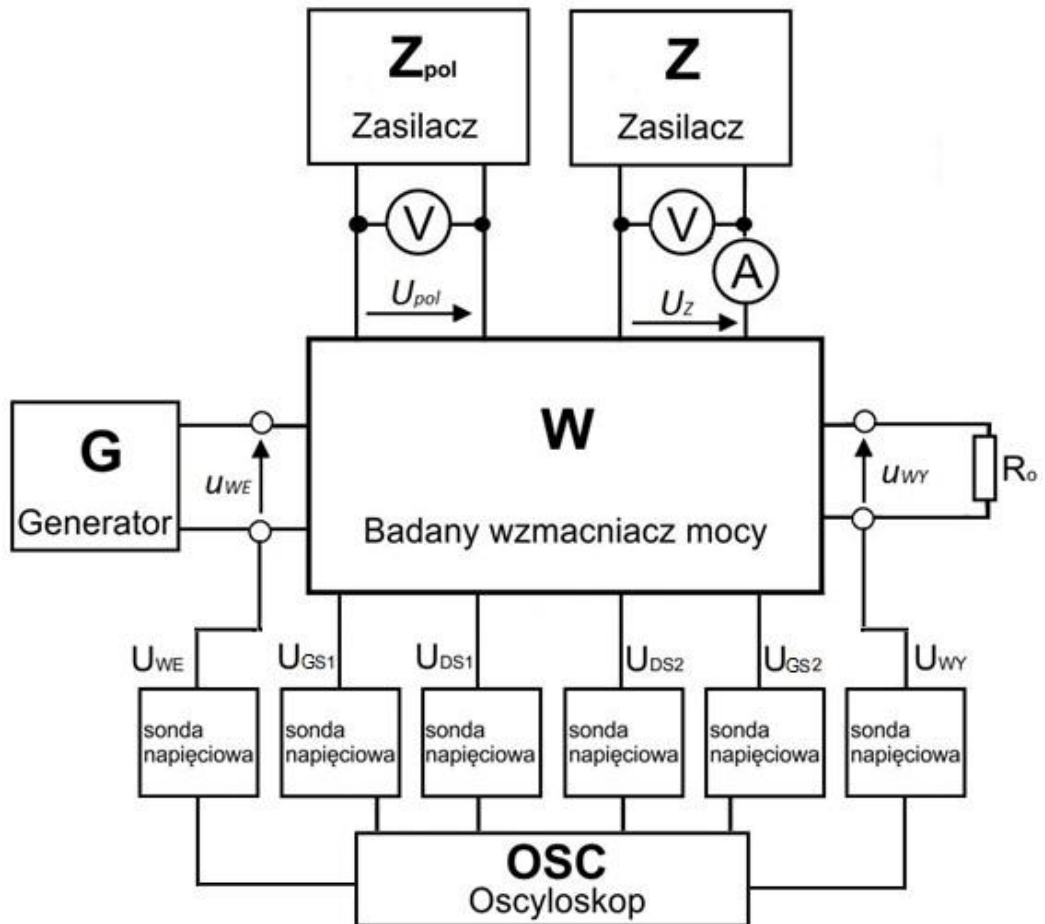
Ostateczny schemat ideowy zbudowanego w niniejszej pracy, przeciwsobnego wzmacniacza mocy w.cz. pokazano na rys. 7.1.



Rys. 7.1. Ostateczny schemat zbudowanego wzmacniacza mocy 100W, 3÷30MHz

### 7.3. Układ pomiarowy

Układ pomiarowy zastosowany do badania skonstruowanego wzmacniacza mocy przedstawiono na rysunku 7.2. Wykaz przyrządów laboratoryjnych użytych w układzie pomiarowym podano w dodatku D.3.



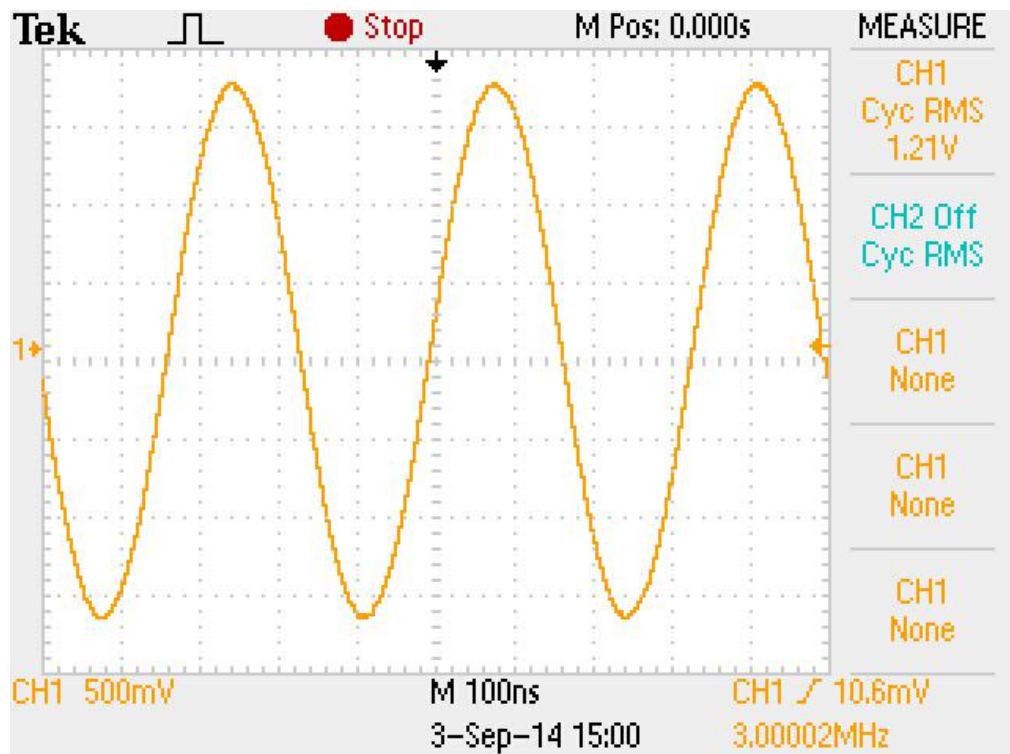
Rys. 7.2. Układ pomiarowy do badania zbudowanego wzmacniacza.

### 7.4. Wyniki pomiarów

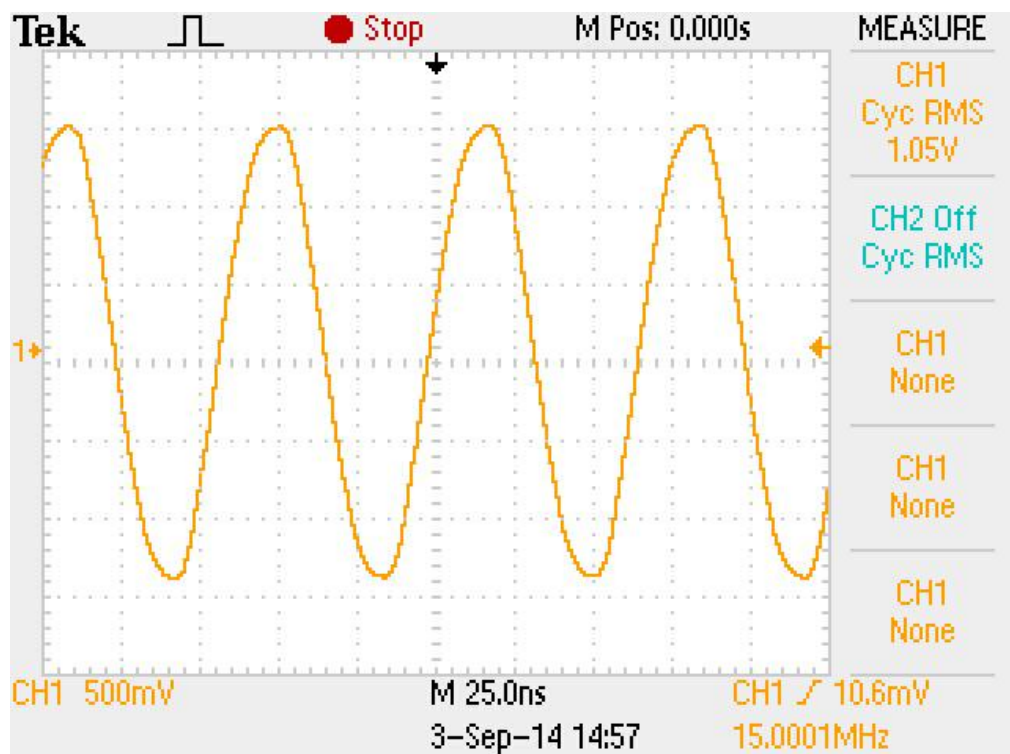
#### 7.4.1. Przebiegi czasowe

W układzie pomiarowym z rysunku 7.2 przeprowadzono obserwacje oscyloskopowe podstawowych przebiegów napięć w zbudowanym wzmacniaczu przy różnych częstotliwościach. Na rysunkach 7.3 – 7.26 zamieszczono oscylogramy napięć na wejściu

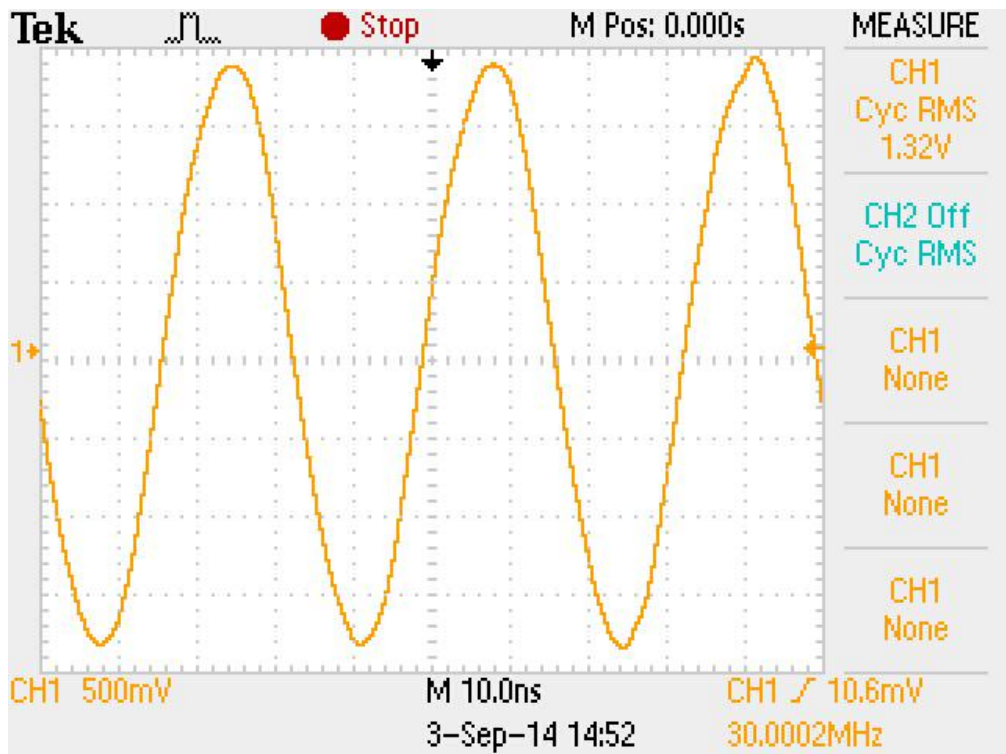
wzmacniacza, na obciążeniu wzmacniacza oraz na bramkach i drenach tranzystorów mocy przy trzech częstotliwościach sygnału 3MHz, 15MHz, 30MHz.



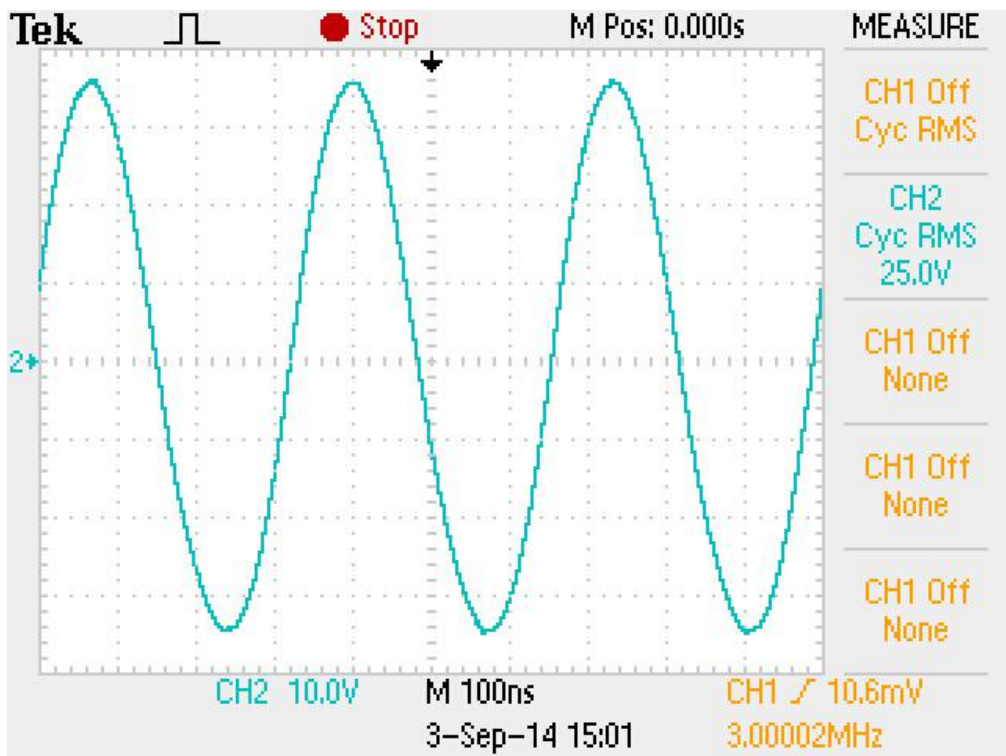
Rys 7.3. Przebieg napięcia wejściowego ( $E_{g(RMS)}=2,4V, f=3MHz, P_{wy}=12,5W$ )



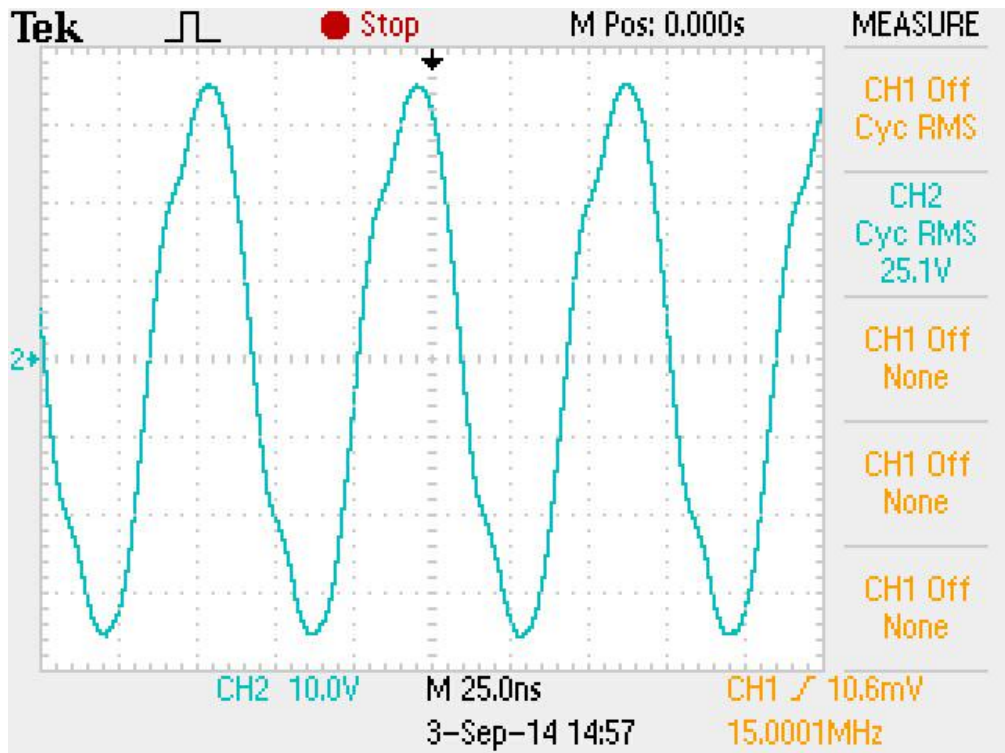
Rys 7.4. Przebieg napięcia wejściowego ( $E_{g(RMS)}=2,4V, f=15MHz, P_{wy}=12,6W$ )



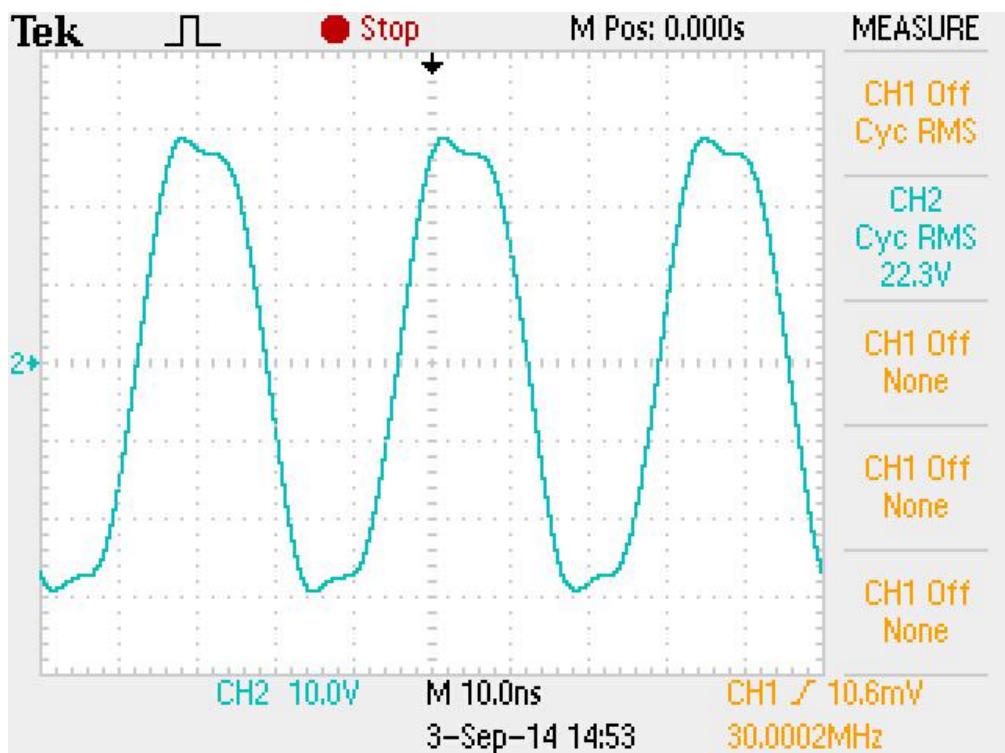
Rys 7.5. Przebieg napięcia wejściowego ( $E_{g(RMS)}=2,4V$ ,  $f=30MHz$ ,  $P_{wy}=9,95W$ )



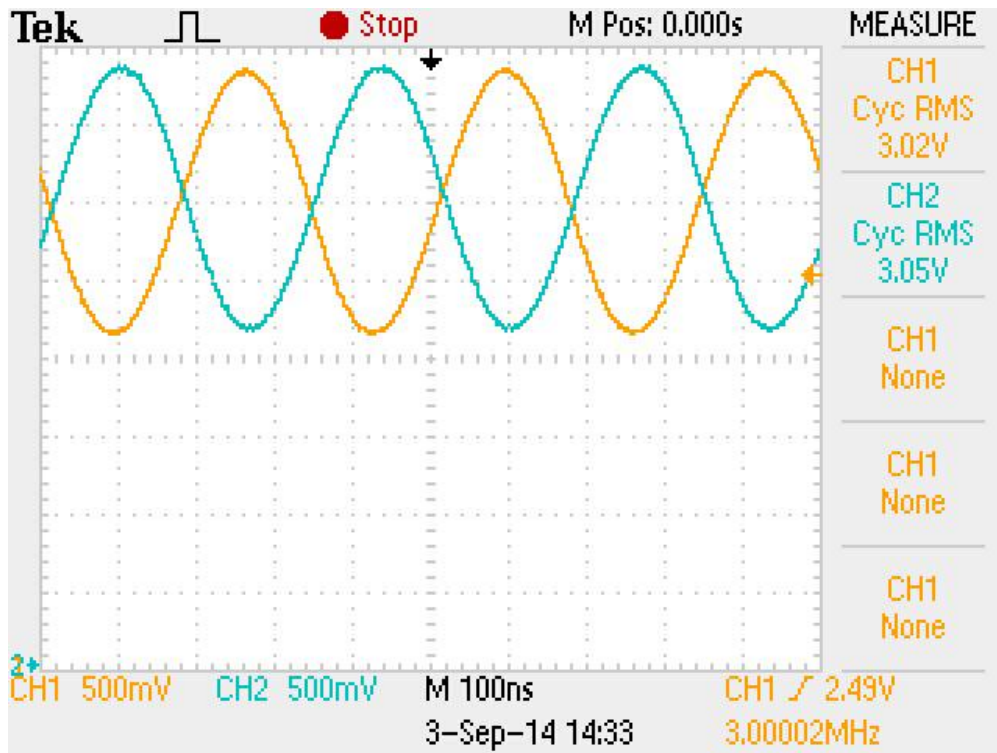
Rys 7.6. Przebieg napięcia wyjściowego ( $E_{g(RMS)}=2,4V$ ,  $f=3MHz$ ,  $P_{wy}=12,5W$ )



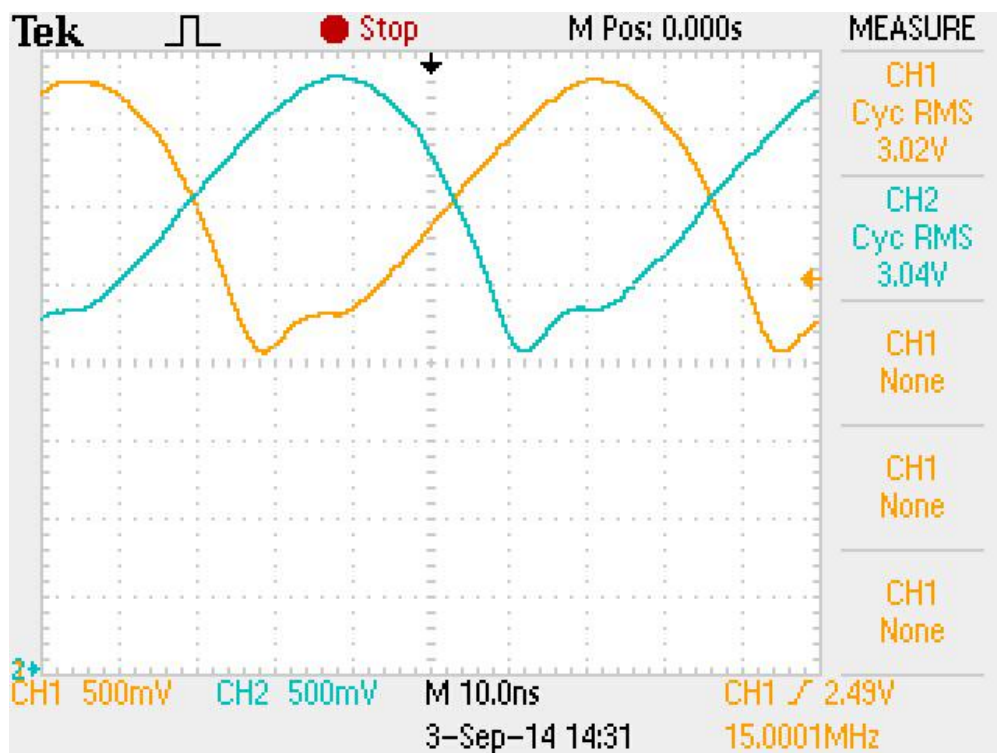
Rys 7.7. Przebieg napięcia wyjściowego ( $E_{g(RMS)}=2,4V, f=15MHz, P_{wy}=12,6W$ )



Rys 7.8. Przebieg napięcia wyjściowego ( $E_{g(RMS)}=2,4V, f=30MHz, P_{wy}=9,95W$ )

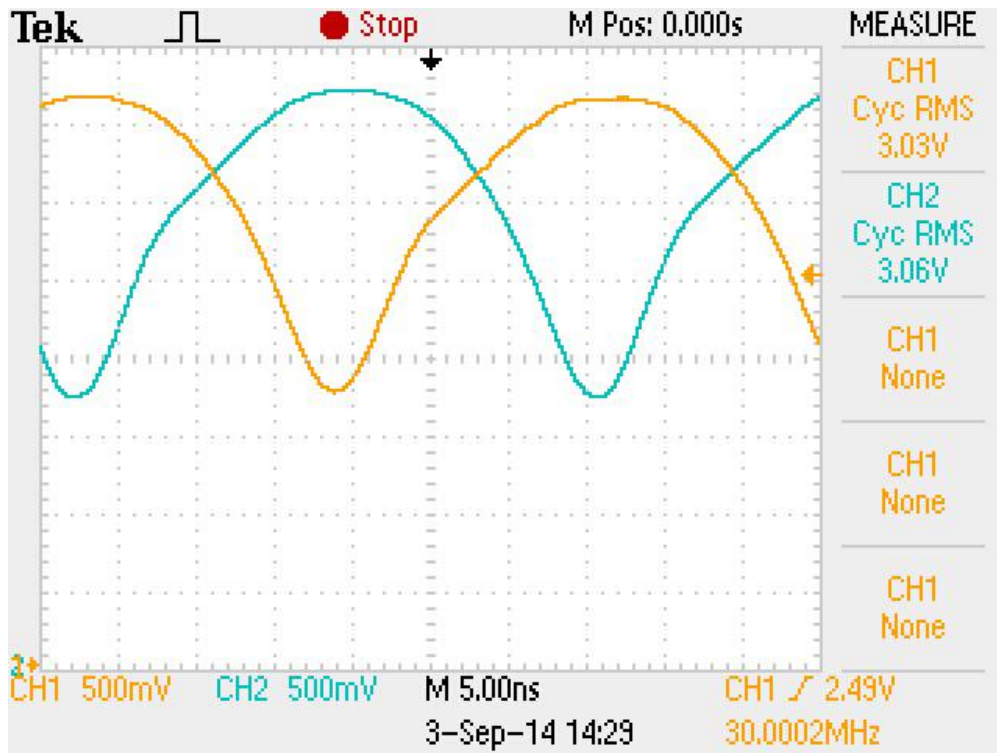


Rys 7.9. Przebiegi napięć na bramkach  $u_{GS1}$  i  $u_{GS2}$  ( $E_{g(RMS)}=2,4V$ ,  $f=3MHz$ ,  $P_{wy}=12,5W$ )

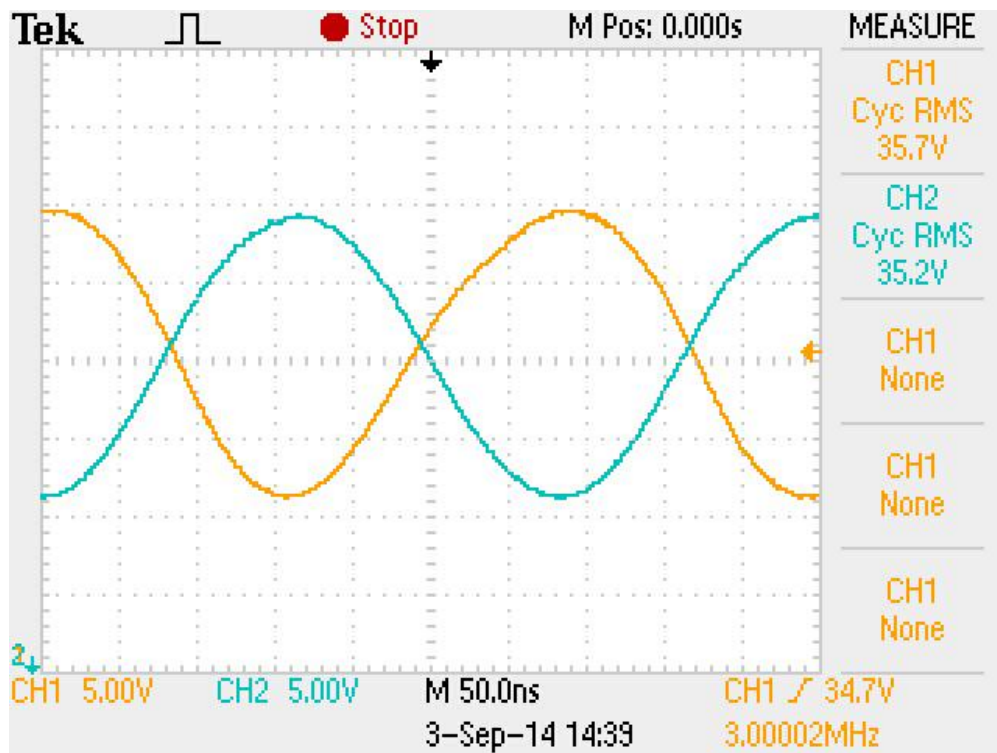


Rys 7.10. Przebiegi napięć na bramkach  $u_{GS1}$  i  $u_{GS2}$  ( $E_{g(RMS)}=2,4V$ ,  $f=15MHz$ ,  $P_{wy}=12,6W$ )

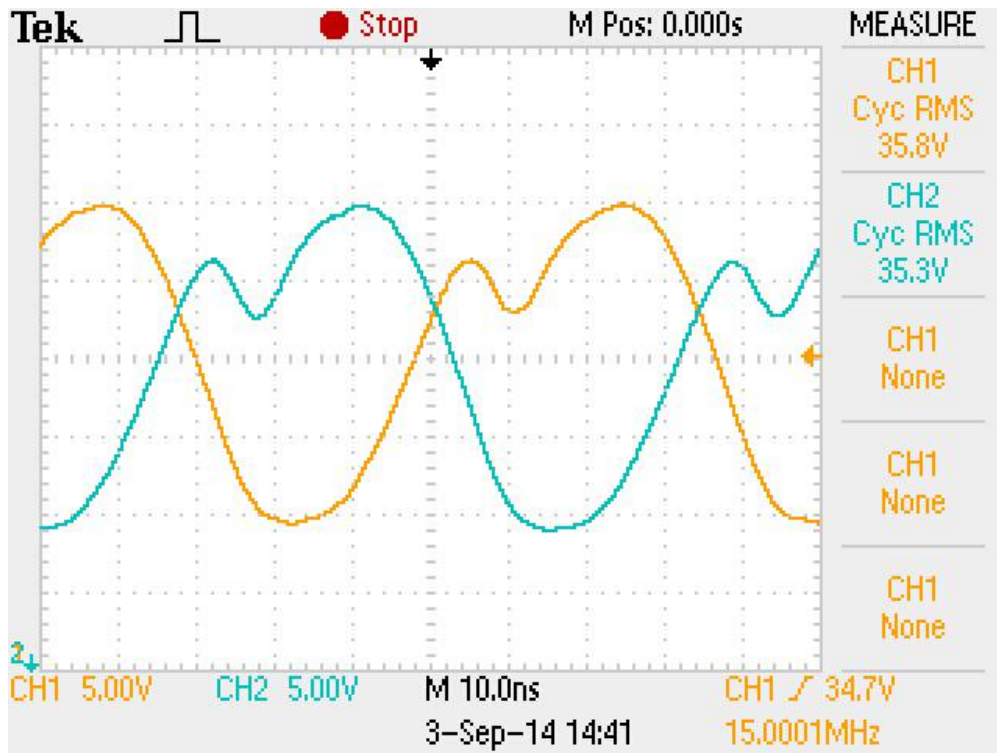




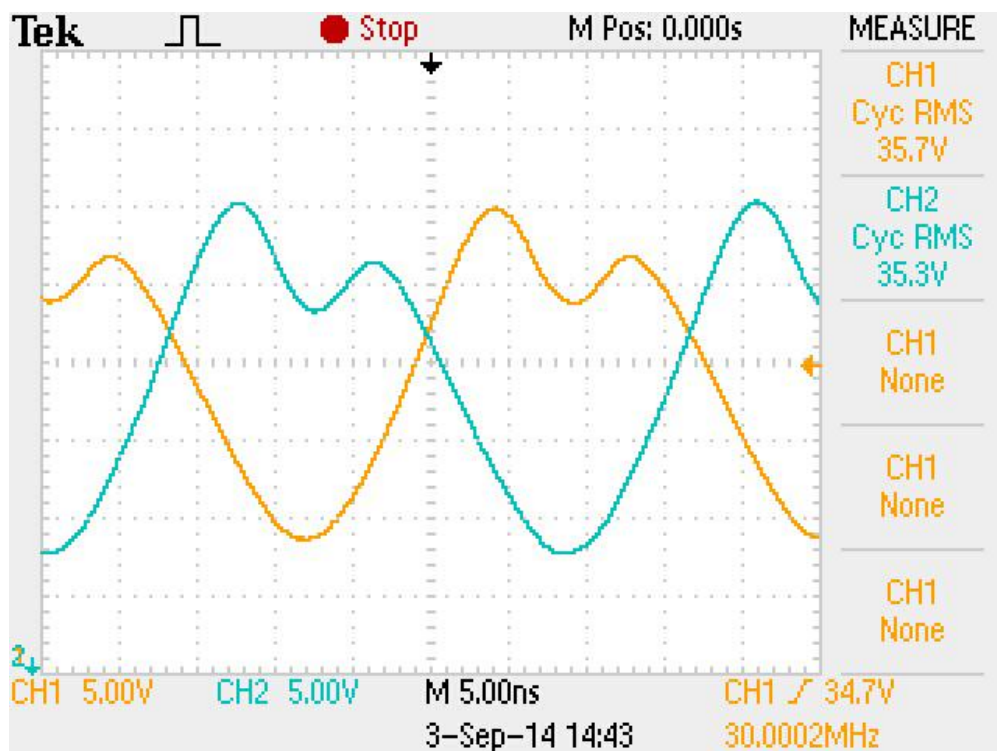
Rys 7.11. Przebiegi napięć na bramkach  $u_{GS1}$  i  $u_{GS2}$  ( $E_{g(RMS)}=2,4V$ ,  $f=30MHz$ ,  $P_{wy}=9,95W$ )



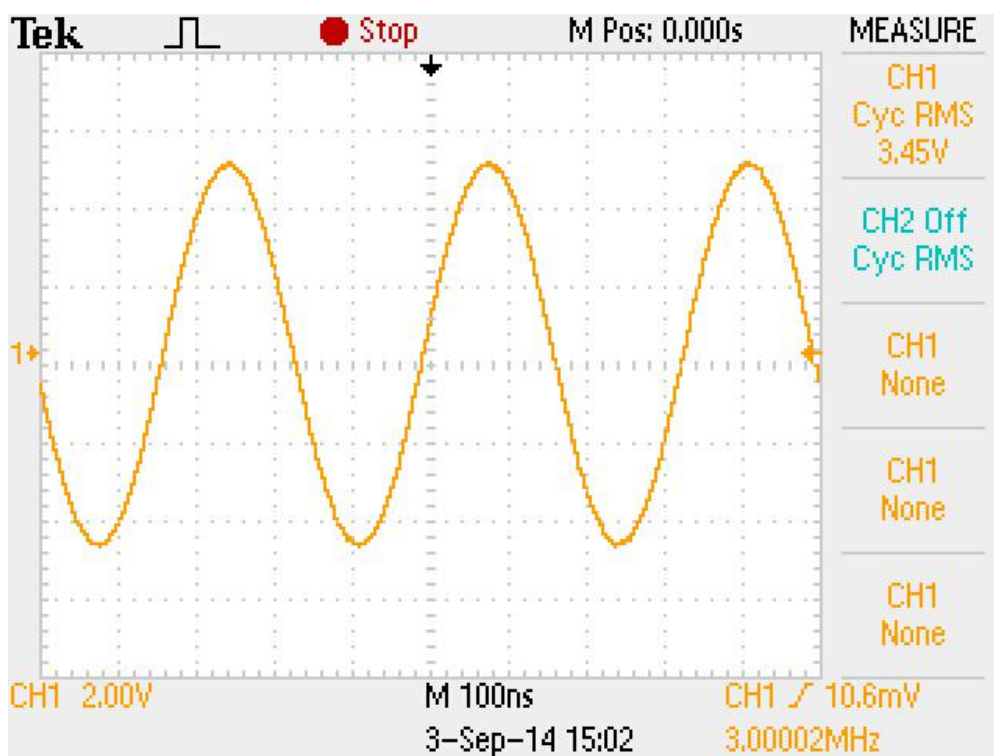
Rys 7.12. Przebiegi napięć na drenach  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  ( $E_{g(RMS)}=2,4V$ ,  $f=3MHz$ ,  $P_{wy}=12,5W$ )



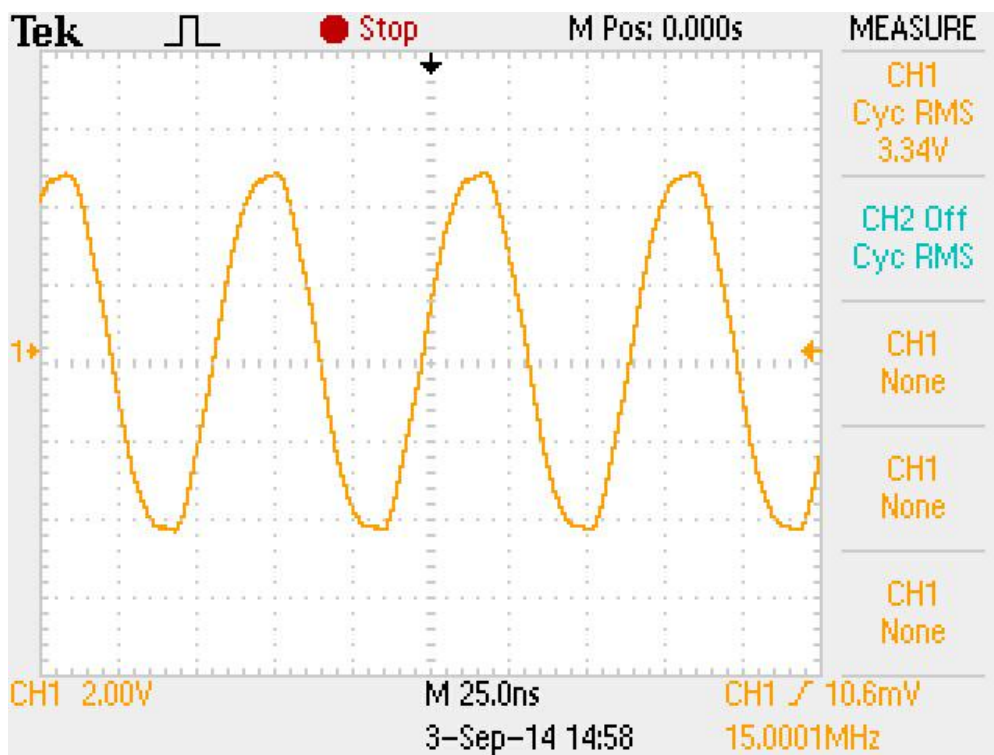
Rys 7.13. Przebiegi napięć na drenach  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  ( $E_{g(RMS)}=2,4V$ ,  $f=15MHz$ ,  $P_{wy}=12,6W$ )



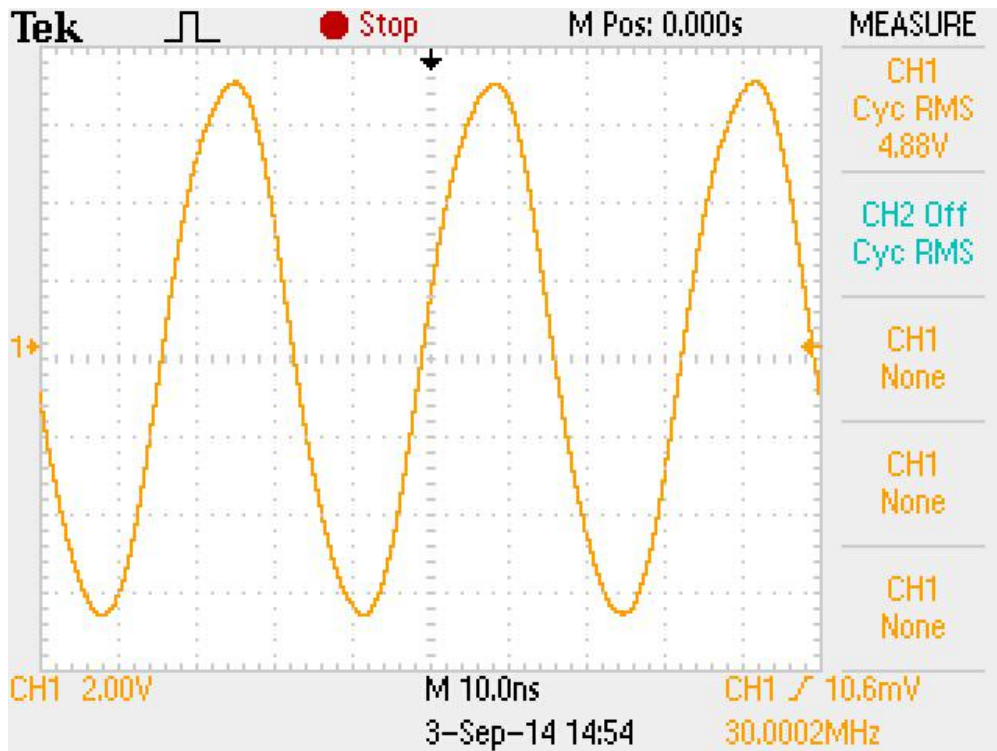
Rys 7.14. Przebiegi napięć na drenach  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  ( $E_{g(RMS)}=2,4V$ ,  $f=30MHz$ ,  $P_{wy}=9,95W$ )



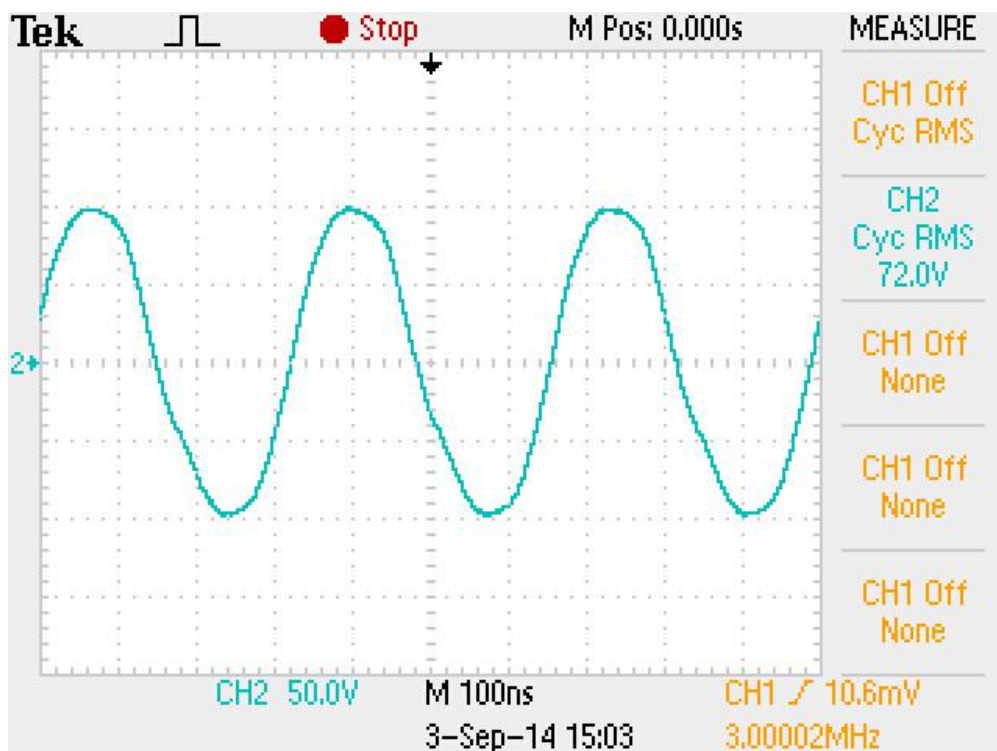
Rys 7.15. Przebieg napięcia wejściowego ( $E_{g(RMS)}=6,84V$ ,  $f=3MHz$ ,  $P_{wy}=103,7W$ )



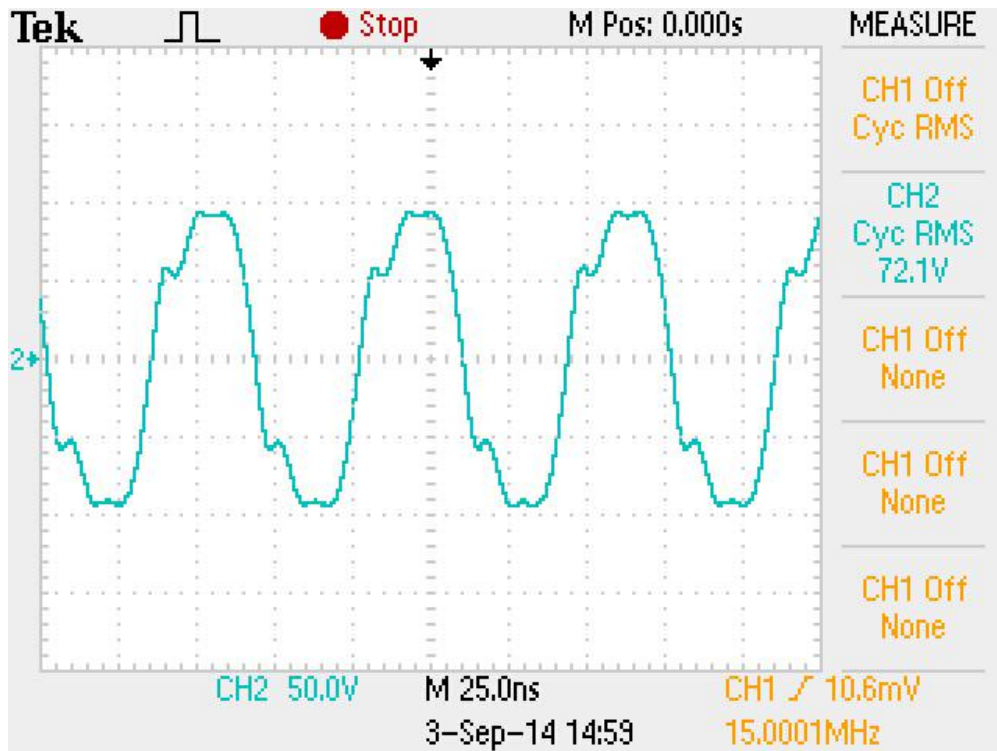
Rys 7.16. Przebieg napięcia wejściowego ( $E_{g(RMS)}=7,76V$ ,  $f=15MHz$ ,  $P_{wy}=103,97W$ )



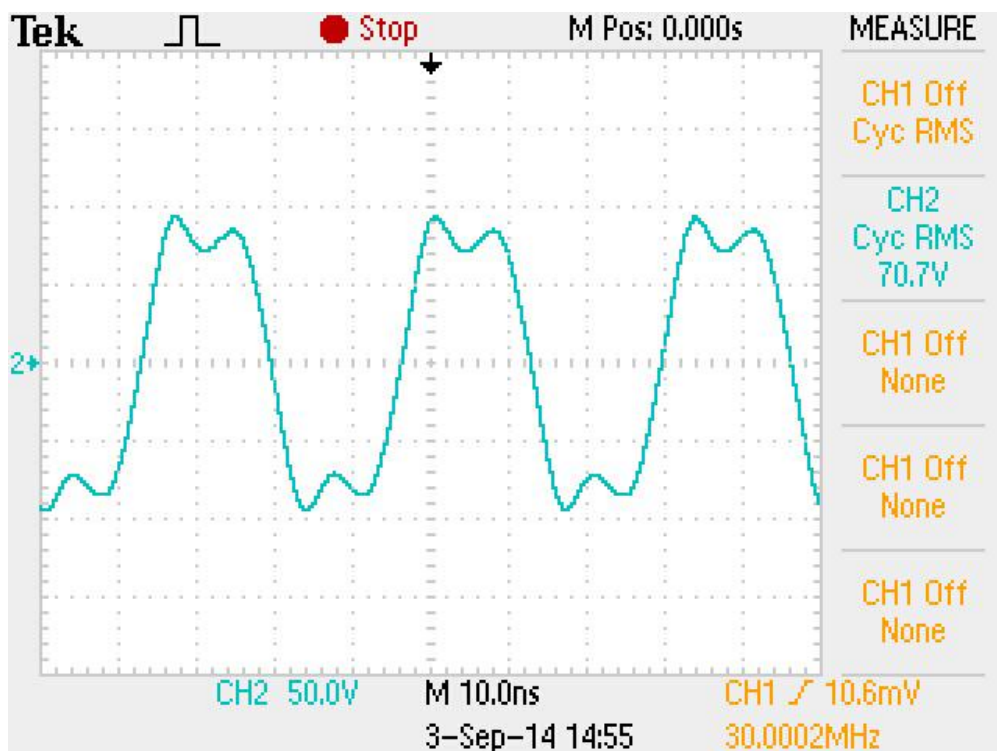
Rys 7.17. Przebieg napięcia wejściowego ( $E_{g(RMS)}=8,6V$ ,  $f=30MHz$ ,  $P_{wy}=99,97W$ )



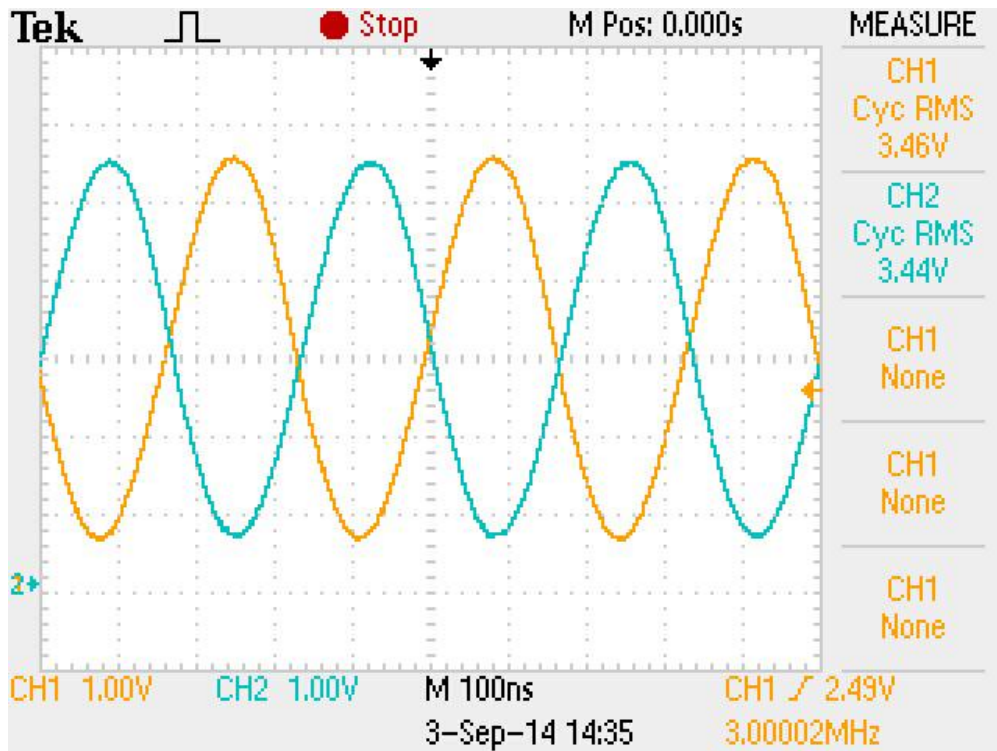
Rys 7.18. Przebieg napięcia wyjściowego ( $E_{g(RMS)}=6,84V$ ,  $f=3MHz$ ,  $P_{wy}=103,7W$ )



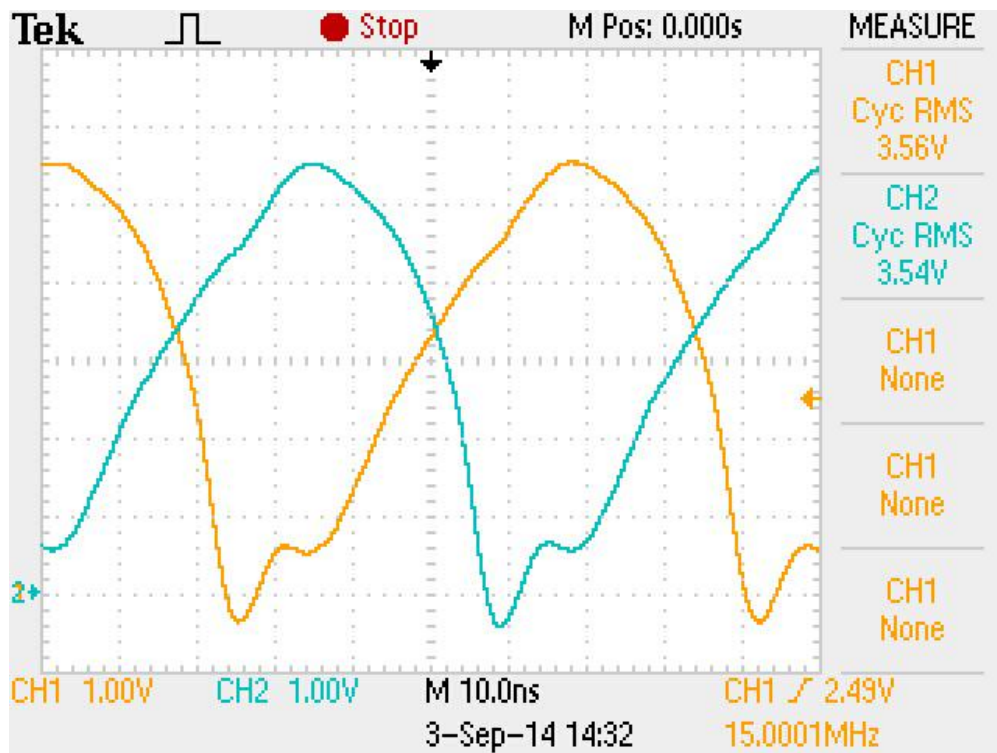
Rys 7.19. Przebieg napięcia wyjściowego ( $E_{g(RMS)}=7,76V, f=15MHz, P_{wy}=103,97W$ )



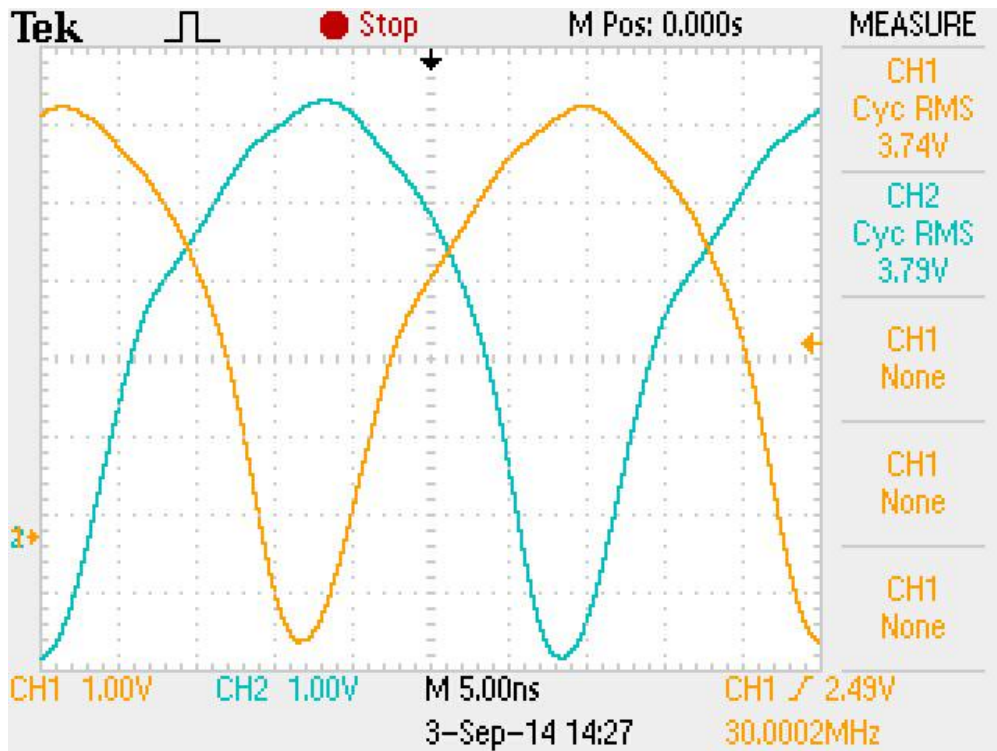
Rys 7.20. Przebieg napięcia wyjściowego ( $E_{g(RMS)}=8,6V, f=30MHz, P_{wy}=99,97W$ )



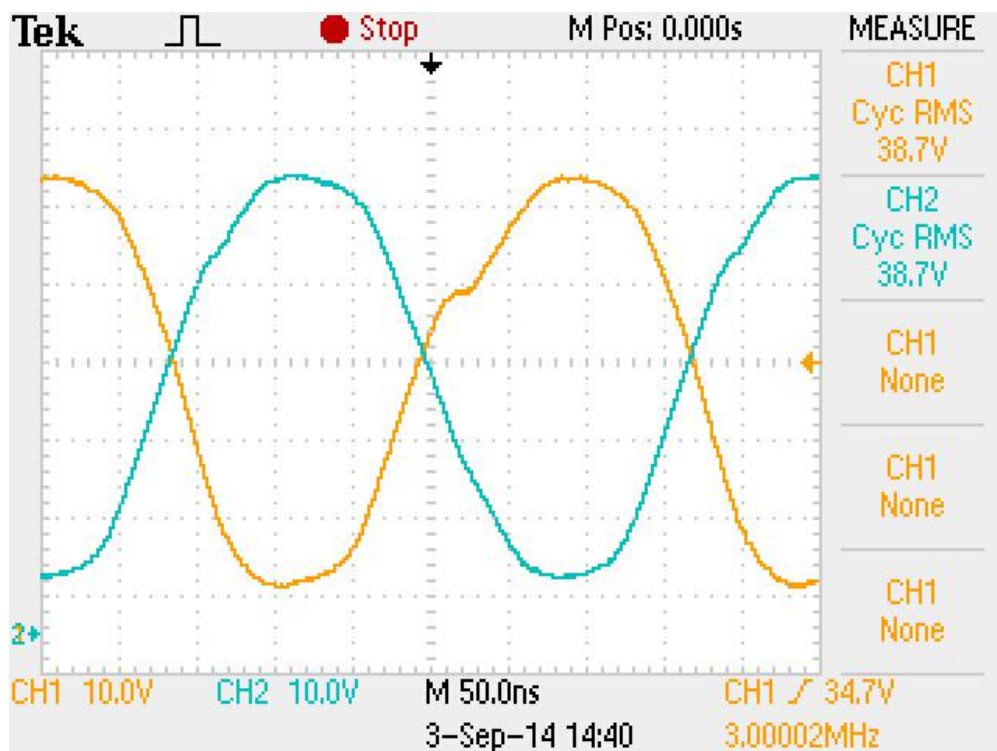
Rys 7.21. Przebiegi napięć na bramkach  $u_{GS1}$  i  $u_{GS2}$  ( $E_{g(RMS)}=6,84V$ ,  $f=3MHz$ ,  $P_{wy}=103,7W$ )



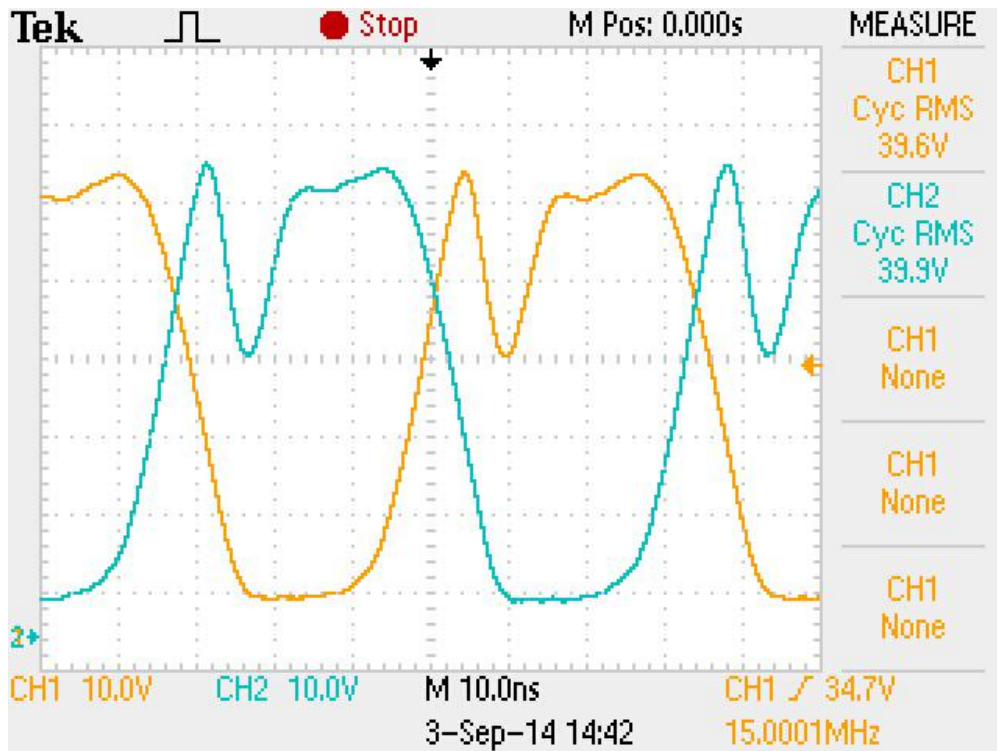
Rys 7.22. Przebiegi napięć na bramkach  $u_{GS1}$  i  $u_{GS2}$  ( $E_{g(RMS)}=7,76V$ ,  $f=15MHz$ ,  $P_{wy}=103,97W$ )



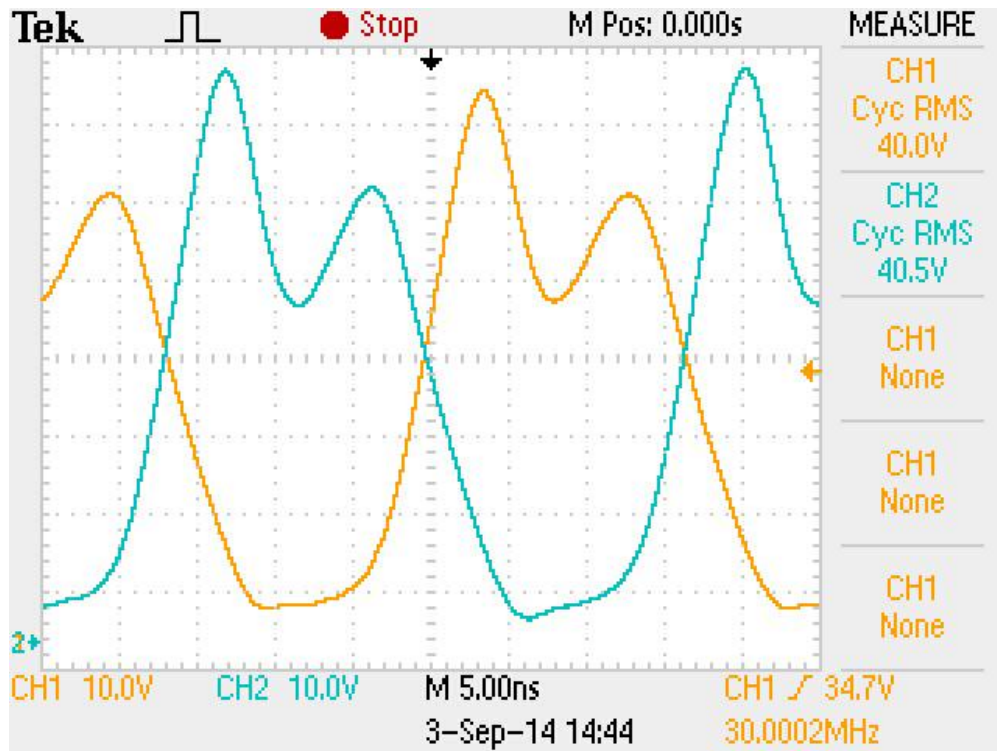
Rys 7.23. Przebiegi napięć na bramkach  $u_{GS1}$  i  $u_{GS2}$  ( $E_{g(RMS)}=8,6V$ ,  $f=30MHz$ ,  $P_{wy}=99,97W$ )



Rys 7.24. Przebiegi napięć na drenach  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  ( $E_{g(RMS)}=6,84V$ ,  $f=3MHz$ ,  $P_{wy}=103,7W$ )



Rys 7.25. Przebiegi napięć na drenach  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  ( $E_{g(RMS)}=7,76V$ ,  $f=15MHz$ ,  $P_{wy}=103,97W$ )



Rys 7.26. Przebiegi napięć na drenach  $u_{DS1}$  i  $u_{DS2}$  ( $E_{g(RMS)}=8,6V$ ,  $f=30MHz$ ,  $P_{wy}=99,97W$ )



Oscylogramy przebiegów napięciowych przedstawione na rysunkach 7.3 – 7.26 umożliwiły analizę pracy zbudowanego wzmacniacza. Kształt przebiegów nie jest w pełni zgodny z wynikami symulacji PSPICE.

Przebiegi napięciowe na drenach tranzystorów są mocno zniekształcone. Są to zniekształcenia nieliniowe – dające w efekcie dużą zawartość harmoniczných. Poziom tych zniekształceń zależy od amplitudy sygnału wejściowego i częstotliwości sygnału wejściowego, co zgadza się z teorią.

Dla sygnału wejściowego o częstotliwości 3MHz obserwowane przebiegi napięć na drenach obu tranzystorów różnią się między sobą (rys. 7.12, 7.24). Wynika to z asymetrii napięć sterujących bramki tranzystorów przy tej częstotliwości (rys. 7.9, 7.21). Spowodowane jest to zbyt małą indukcyjnością główną transformatora wejściowego (p. 4.9).

Przebieg napięcia na wyjściu wzmacniacza jest również zauważalnie zniekształcony. Podobnie jak w przypadku przebiegów napięć na drenach tranzystorów, przyczyną są także nieliniowości tranzystorów. Zgodnie z zasadą działania wzmacniacza przeciwsobnego, zniekształcenie przebiegu napięcia wyjściowego wzmacniacza jest mniejsze od zniekształcenia napięcia na drenie. W przebiegu wyjściowym idealnie symetrycznego wzmacniacza przeciwsobnego nie występują bowiem parzyste harmoniczne. W zbudowanym wzmacniaczu zawartość parzystych harmoniczných w sygnale wyjściowym jest widoczna jedynie przy częstotliwości sygnału wejściowego  $f=3\text{MHz}$  (asymetria przebiegów w dodatnim i w ujemnym półokresie) (rys. 7.6, 7.18), co wynika z asymetrii sterowania bramek tranzystorów przy tej częstotliwości. Powyżej tej częstotliwości zawartość parzystych harmoniczných w sygnale wyjściowym jest niedostrzegalna (rys. 7.7-7.9, 7.19-7.20).

Zawartość nieparzystych harmoniczných w napięciu wyjściowym wzmacniacza wzrasta ze wzrostem wysterowania (rys. 7.6-7.9, 7.18-7.20). Wynika to z nieliniowości charakterystyki przejściowej tranzystora SD703.

Oscylogramy przebiegów napięciowych na wyjściu wzmacniacza pozwalają stwierdzić, że faza harmoniczných sygnału podstawowego zależy od wysterowania wzmacniacza (rys. 7.6-7.9, 7.18-7.20).

Ze zniekształconych przebiegów napięcia wyjściowego zbudowanego wzmacniacza wynikają problemy z pomiarem napięcia wyjściowego i mocy wyjściowej tego wzmacniacza. W zależności od jego zastosowania obciążenie  $R_o$  może być bowiem albo dołączone bezpośrednio do wyjścia wzmacniacza (jak na rysunku 7.2), albo poprzez filtr

dolnoprzepustowy LC (albo pasmowoprzepustowy LC). Stosowanie filtra jest konieczne w przypadku wykorzystania zbudowanego wzmacniacza w nadajniku radiowym. W pierwszym przypadku napięcie wyjściowe wzmacniacza powinno być mierzone jako rzeczywista wartość skuteczna z uwzględnieniem odkształcenia tego napięcia. Natomiast w drugim przypadku napięcie wyjściowe wzmacniacza powinno być mierzone na wyjściu filtra usuwającego harmoniczne (obciążonego rezystancją  $R_o$ ). W drugim przypadku możliwy jest wprawdzie pomiar amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego przy bezpośrednim obciążeniu rezystancją  $R_o$ , jednak po pierwsze, pomiar amplitudy pierwszej harmonicznej analizatorem widma jest mało dokładny. Po drugie, dołączenie obciążenia poprzez filtr LC może spowodować zmianę impedancji obciążenia tranzystorów dla harmonicznych, co może zmienić przebiegi napięć dren – źródło [23].

W niniejszej pracy przyjęto, że obciążenie  $R_o$  dołączone zostanie bezpośrednio do wyjścia wzmacniacza (rys. 7.2). Mierzona jest zatem rzeczywista wartość skuteczna napięcia wyjściowego wzmacniacza.

#### **7.4.2. Charakterystyki przejściowe i charakterystyki parametrów energetycznych w funkcjiysterowania**

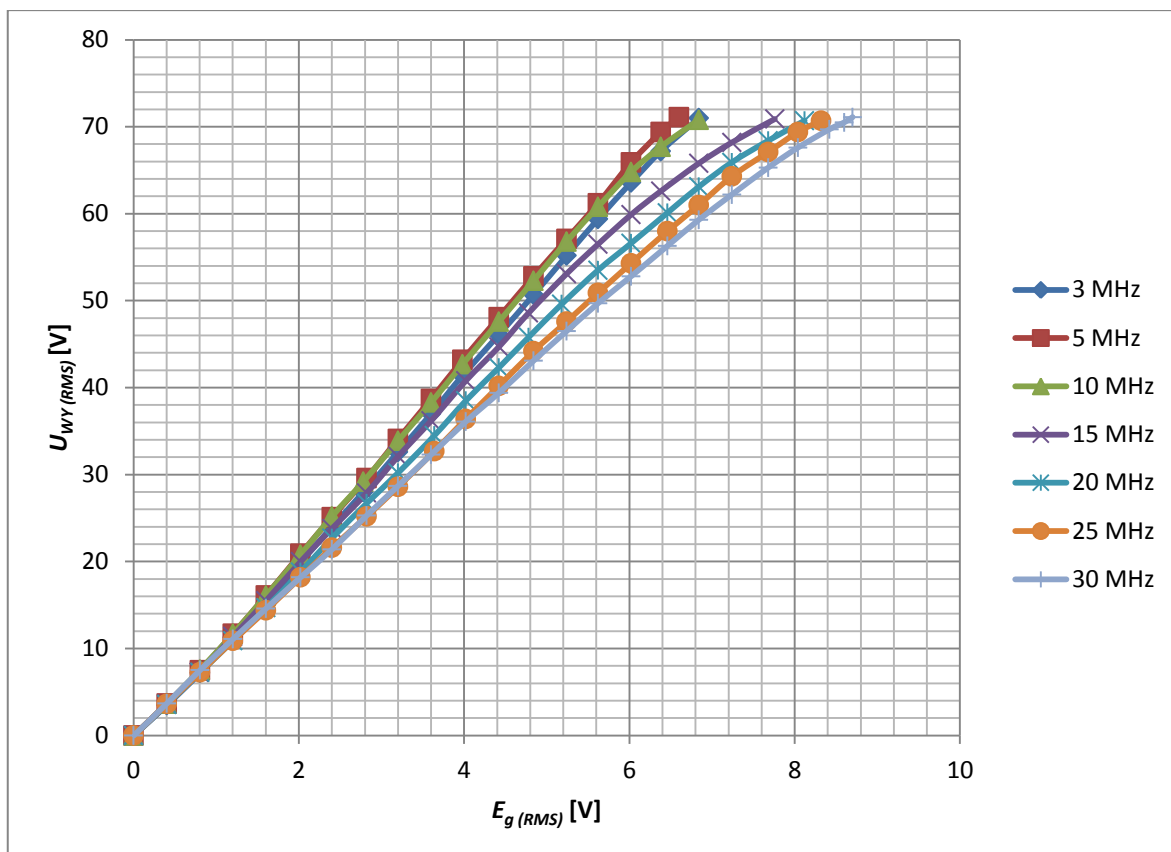
W układzie pomiarowym przedstawionym na rysunku 7.2 wykonano pomiary następujących parametrów: napięcie zasilania ( $U_Z$ ), prąd zasilania ( $I_Z$ ), siła elektromotoryczna generatora (SEM) – wartość skuteczna, napięcie wejściowe ( $U_{WE}$ ) – wartość skuteczna, napięcie wyjściowe ( $U_{WY}$ ) – wartość skuteczna.

Pomiary przeprowadzono dla napięcia zasilania  $U_Z=34V$ . Napięcie zasilania układu polaryzacji bramek tranzystorów wynosiło  $U_{pol}=12V$ . Punkt pracy tranzystorów ustawiono tak, aby prąd spoczynkowy miał wartość  $I_{D00}=390mA$ .

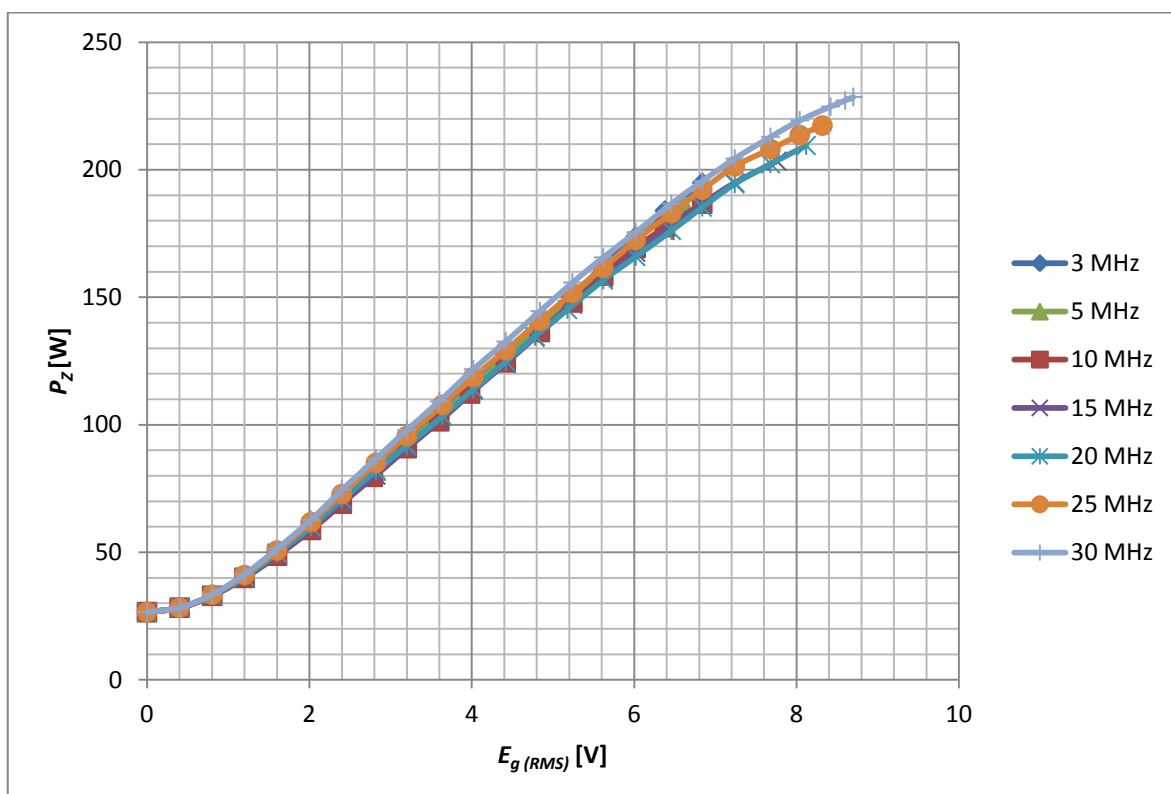
Na podstawie otrzymanych wyników wyznaczono:

- charakterystyki przejściowe  $U_{WY}(E_g)$ ,  $P_Z(E_g)$ ,  $\eta(E_g)$  i  $P_{str}(E_g)$ ;
- charakterystykę dopasowania  $U_{WE}/E_g(E_g)$ ;
- charakterystyki częstotliwościowe  $U_{WY}(f)$ ,  $U_{WE}(f)$ ,  $P_Z(f)$ ,  $\eta(f)$ ,  $P_{str}(f)$  i  $WFS(f)$ .

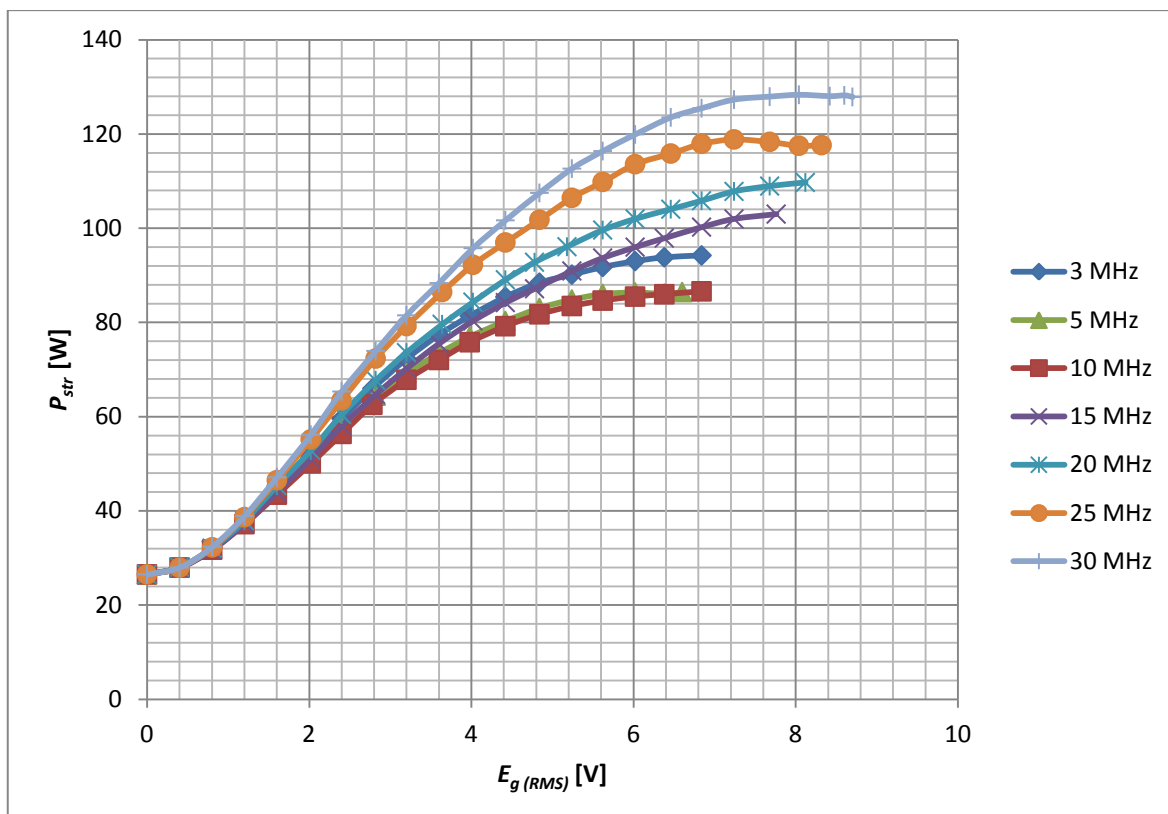
Zmierzone charakterystyki parametrów zbudowanego wzmacniacza w funkcjiysterowania oraz charakterystykę dopasowania przedstawiono na rysunkach 7.27 – 7.31. Wyniki pomiarów zamieszczono w dodatku D.4.



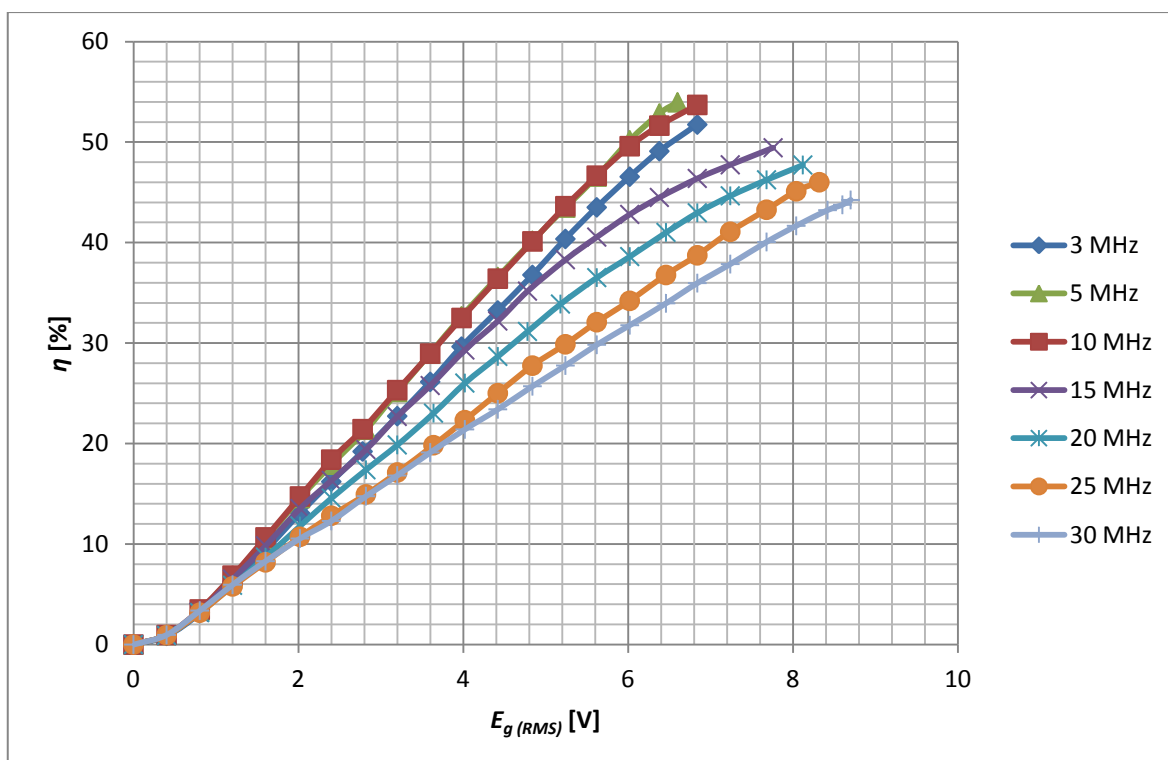
Rys. 7.27. Zmierzona charakterystyka przejściowa zbudowanego wzmacniacza dla różnych częstotliwości.



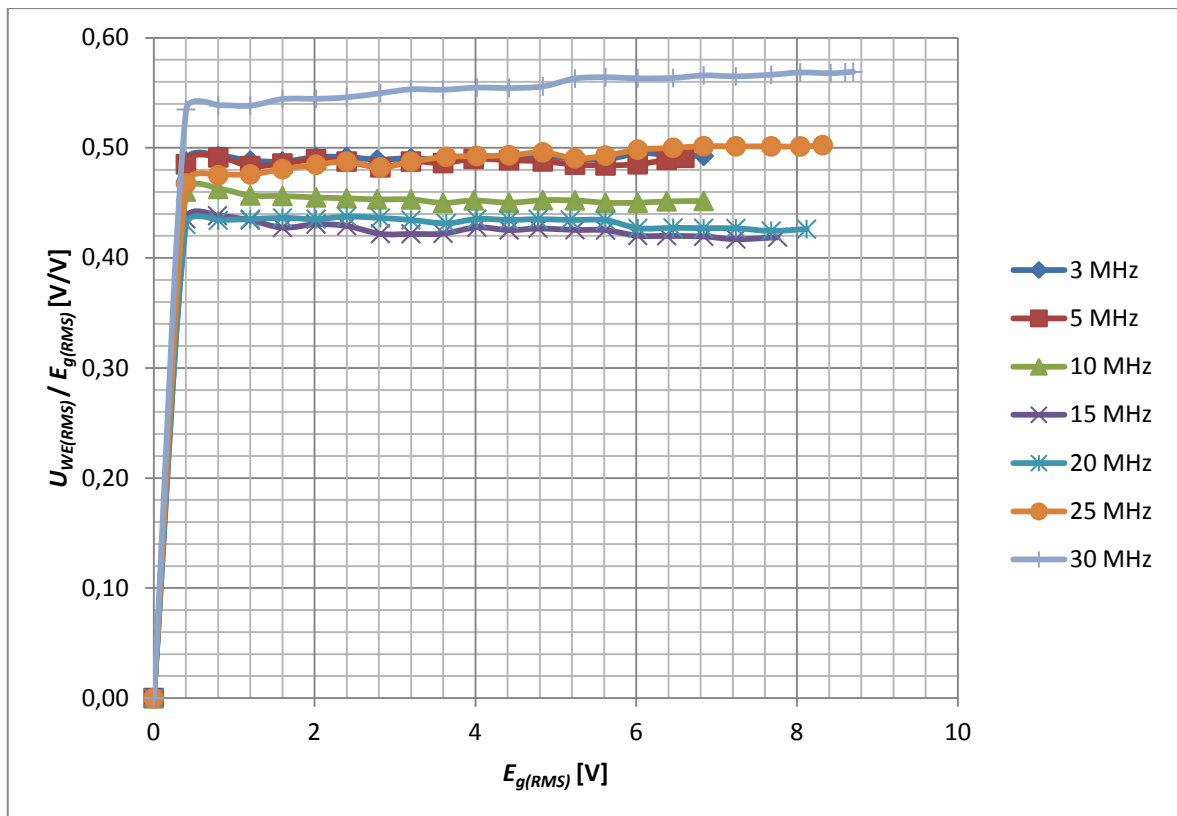
Rys. 7.28. Zmierzona charakterystyka mocy zasilania zbudowanego wzmacniacza w funkcjiysterowania dla różnych częstotliwości.



Rys. 7.29. Zmierzona charakterystyka mocy traconej zbudowanego wzmacniacza w funkcji wysterowania dla różnych częstotliwości.



Rys. 7.30. Zmierzona charakterystyka sprawności energetycznej zbudowanego wzmacniacza w funkcji wysterowania dla różnych częstotliwości.



Rys 7.31. Zmierzona charakterystyka dopasowania zbudowanego wzmacniacza w funkcji wysterowania dla różnych częstotliwości.

Na podstawie zmierzonych charakterystyk można stwierdzić, że zbudowany wzmacniacz jest z dużą dokładnością liniowy, gdyż jego charakterystyka przejściowa bardzo mało odbiega od linii prostej (rys.7.27).

Dla każdej częstotliwości z zakresu pasma pracy zbudowanego wzmacniacza, osiągnięto również założoną moc wyjściową  $P_{wy\max}=100\text{W}$ .

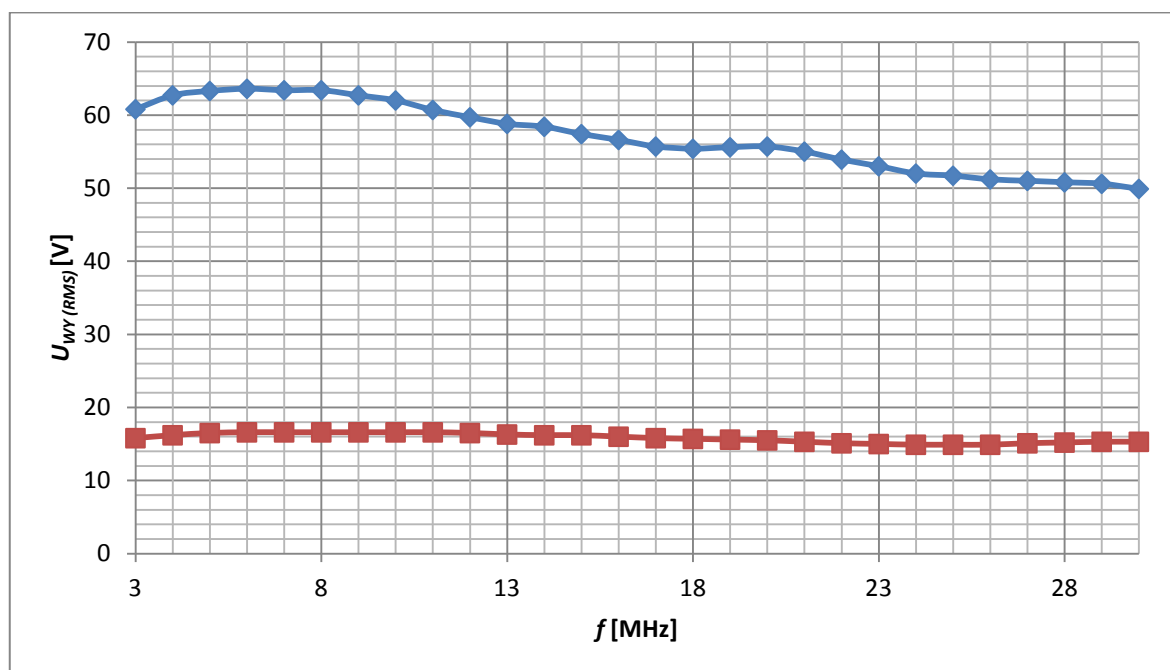
Dzięki pracy wzmacniacza w płytce w klasie AB sprawność energetyczna jest na poziomie zbliżonym do wzmacniaczy komercyjnych [11] i wynosi  $44,3\% \leq \eta \leq 54\%$  przy pełnym wysterowaniu (rys. 7.30).

Moc tracona we wzmacniaczu sięgnęła  $P_{str}=128,1\text{W}$  przy  $E_{g(RMS)}=8,6\text{V}$  i częstotliwości 30MHz ( $P_{wy}=99,4\text{W}$ ). Przy braku wysterowania wynosi ona 26,52W (rys. 7.29). Wartości te nie przekraczają maksymalnej możliwej mocy traconej dla tranzystora SD703 (wzór 4.9, p. 4.4).

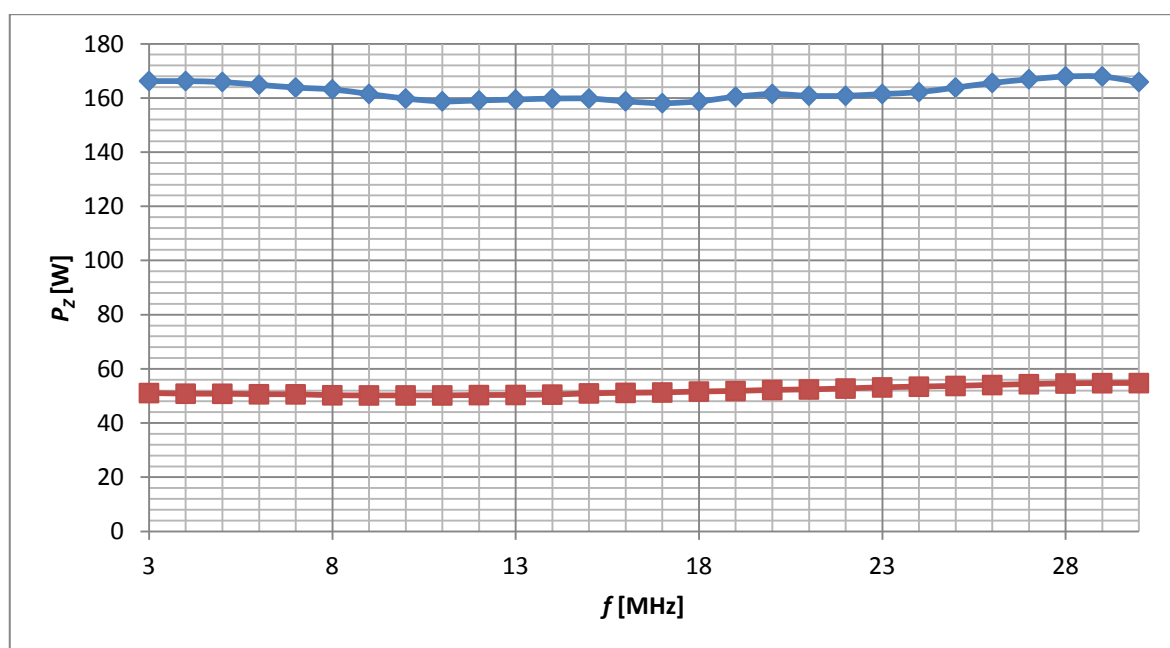
Stopień niedopasowania wejścia wzmacniacza do generatora utrzymuje się na takim samym poziomie dla różnych wartości wysterowania (rys. 7.31).

### 7.4.3. Charakterystyki częstotliwościowe

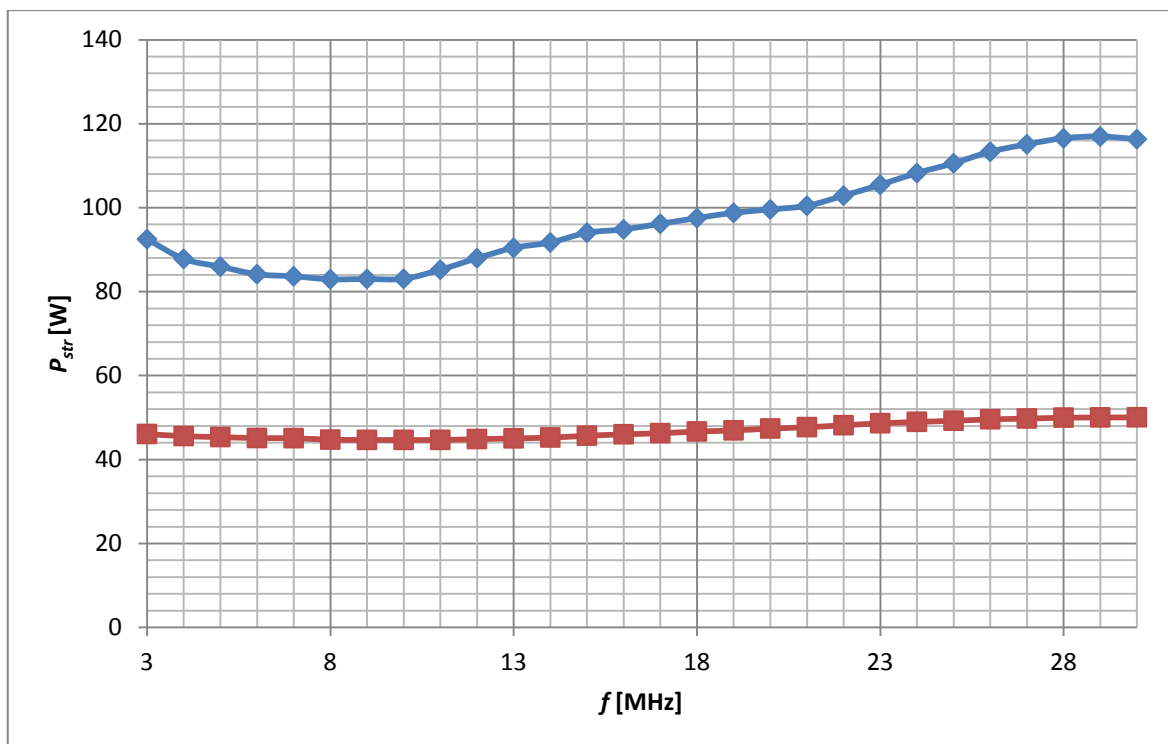
Charakterystyki częstotliwościowe wyznaczono dla dwóch różnych wartości skutecznych napięcia generatora  $E_{g(SEM)}=1,6V$  oraz  $E_{g(SEM)}=5,82V$ . Charakterystyki częstotliwościowe wzmacniacza zostały przedstawione na rysunkach 7.32 – 7.37.



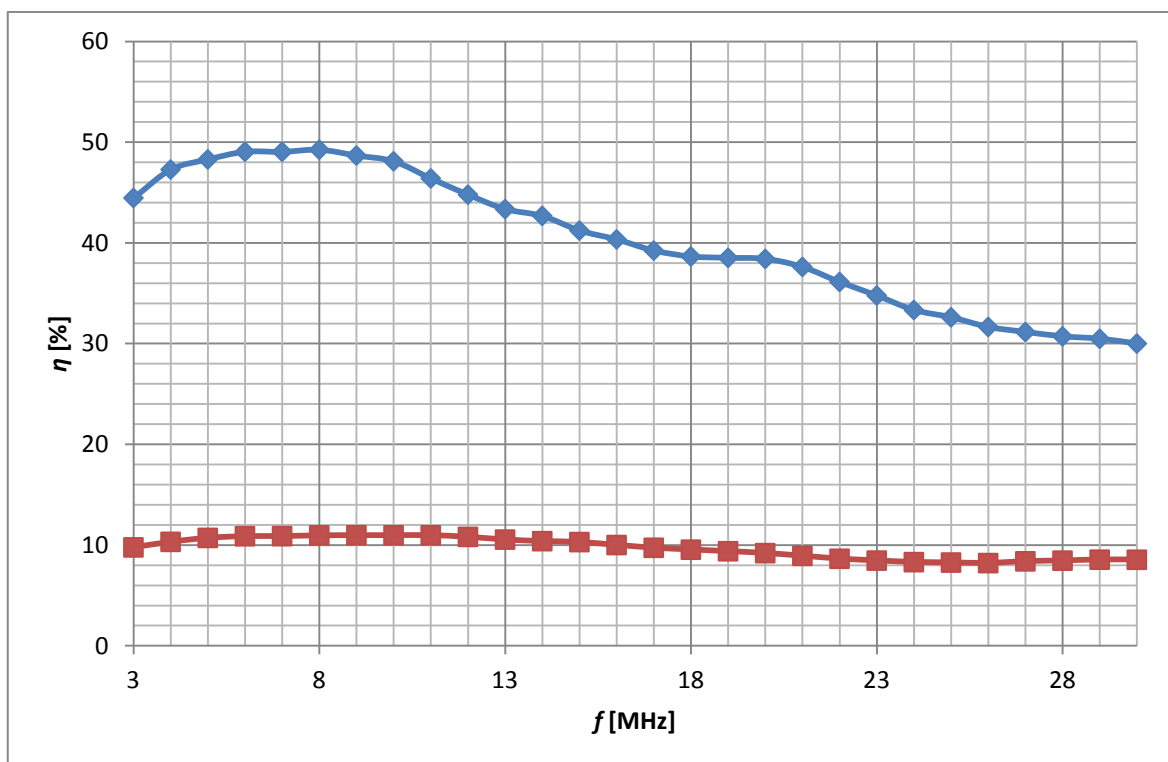
Rys. 7.32. Zmierzona charakterystyka  $U_{wy}(f)$  zbudowanego wzmacniacza ( $E_{g(SEM)}=1,6V$  - kolor czerwony,  $P_{wy}=5,25W$  dla  $f=15MHz$ ;  $E_{g(SEM)}=5,82V$  - kolor niebieski,  $P_{wy}=65,9W$  dla  $f=15MHz$ )



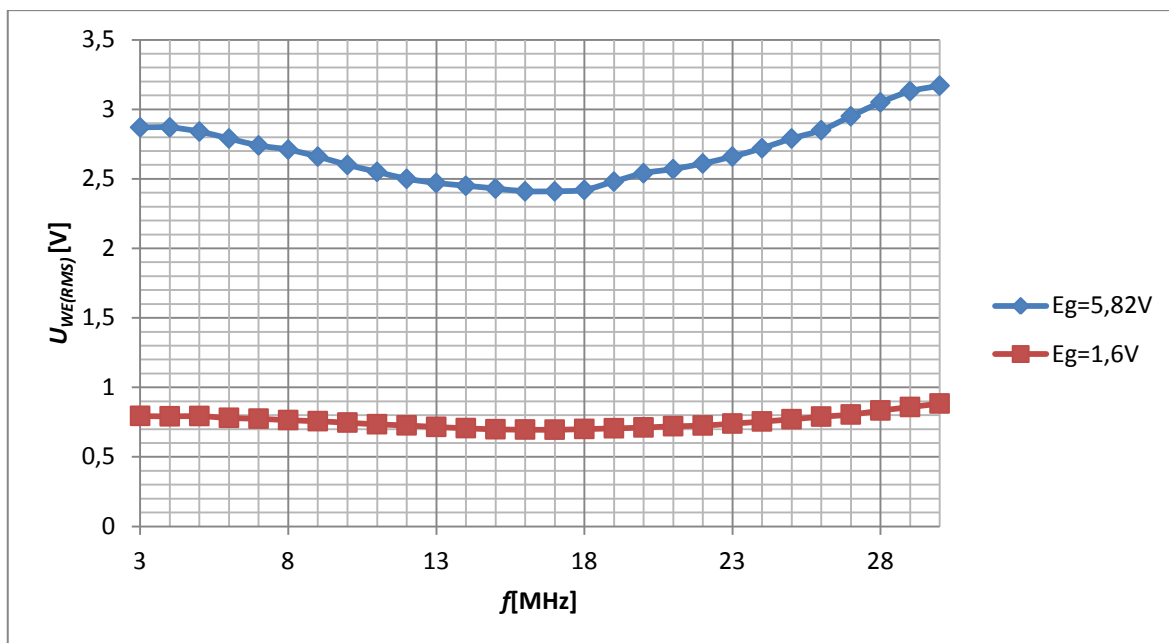
Rys. 7.33. Zmierzona charakterystyka  $P_z(f)$  zbudowanego wzmacniacza ( $E_{g(SEM)}=1,6V$  - kolor czerwony,  $P_{wy}=5,25W$  dla  $f=15MHz$ ;  $E_{g(SEM)}=5,82V$  - kolor niebieski,  $P_{wy}=65,9W$  dla  $f=15MHz$ )



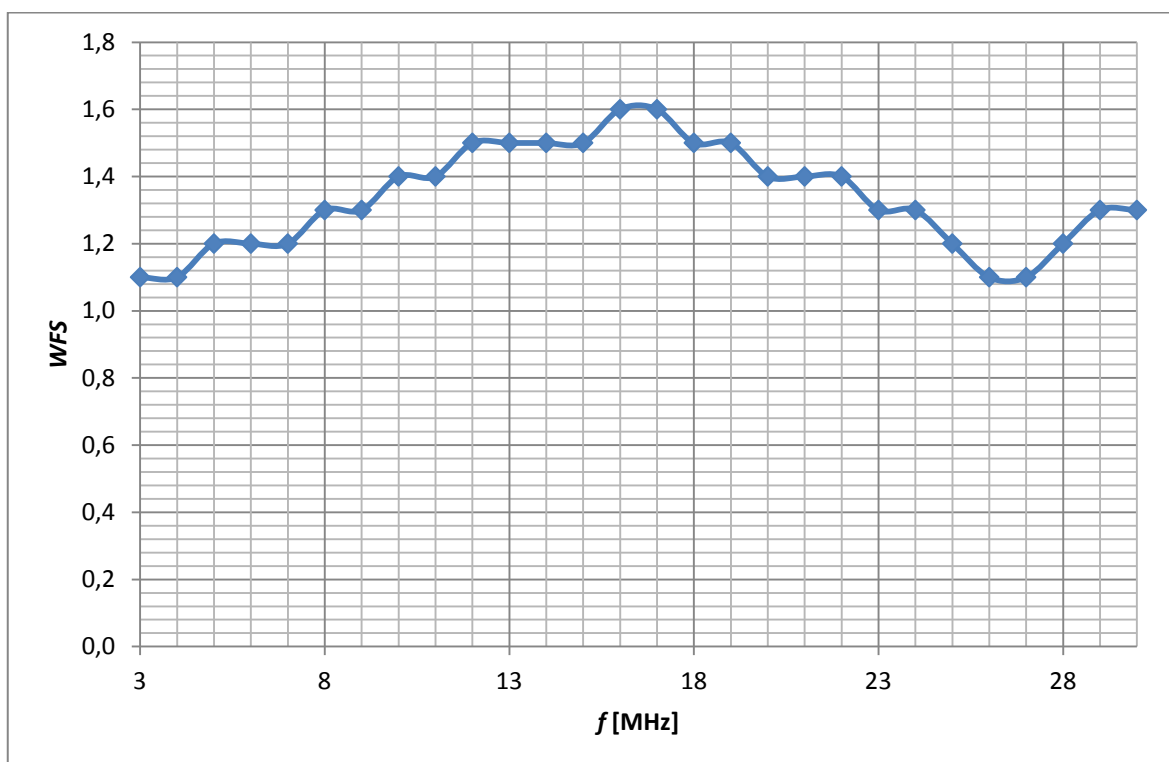
Rys. 7.34. Zmierzona charakterystyka  $P_{str}(f)$  zbudowanego wzmacniacza ( $E_{g(SEM)}=1,6V$  - kolor czerwony,  $P_{wy}=5,25W$  dla  $f=15MHz$ ;  $E_{g(SEM)}=5,82V$  - kolor niebieski,  $P_{wy}=65,9W$  dla  $f=15MHz$ )



Rys. 7.35. Zmierzona charakterystyka  $\eta(f)$  zbudowanego wzmacniacza ( $E_{g(SEM)}=1,6V$  - kolor czerwony,  $P_{wy}=5,25W$  dla  $f=15MHz$ ;  $E_{g(SEM)}=5,82V$  - kolor niebieski,  $P_{wy}=65,9W$  dla  $f=15MHz$ )



Rys. 7.36. Zmierzona charakterystyka  $U_{WE}(f)$  zbudowanego wzmacniacza ( $E_{g(SEM)}=1,6V$  - kolor czerwony,  $P_{wy}=5,25W$  dla  $f=15MHz$ ;  $E_{g(SEM)}=5,82V$  - kolor niebieski,  $P_{wy}=65,9W$  dla  $f=15MHz$ )



Rys. 7.37. Zmierzona charakterystyka WFS( $f$ ) zbudowanego wzmacniacza ( $E_{g(SEM)}=5,82V$ ,  $P_{wy}=65,9W$  dla  $f=15MHz$ ).

Na podstawie wyznaczonych charakterystyk częstotliwościowych można stwierdzić, że parametry zbudowanego wzmacniacza dla małych wysterowań nie zależą od częstotliwości w całym paśmie pracy wzmacniacza. Natomiast dla większych wysterowań,



wraz ze wzrostem częstotliwości spada wartość napięcia wyjściowego oraz sprawność wzmacniacza. W zakresie pasma roboczego wzmacniacza moc zmienia się maksymalnie o 2,1 dB. Jest to wartość mniejsza od 3 dB definiujących pasmo wzmacniacza szerokopasmowego.

Wartość współczynnika fali stojącej WFS mierzonego w całym paśmie wzmacniacza zawiera się w przedziale 1.1 – 1.6. Dla porównania, dla wzmacniacza HF300-0130M (ResIngenium) producent podaje  $WFS_{max}=1,5$  [11].

Uzyskane wyniki pomiarów zbudowanego wzmacniacza są lepsze od wyników symulacji komputerowych tego układu (p. 5.5). Należy zatem uznać, że zostało spełnione założenie projektowe i skonstruowany wzmacniacz przeciwsobny jest liniowym wzmacniaczem szerokopasmowym.

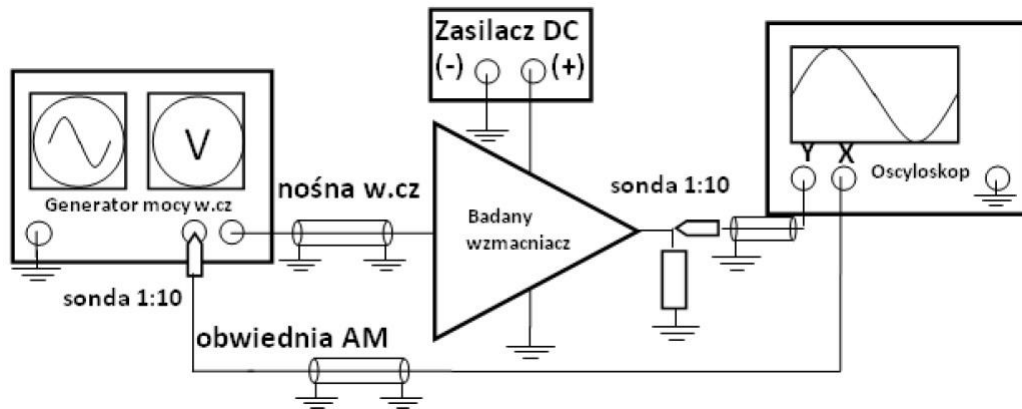
#### **7.4.4. Dynamiczne charakterystyki przejściowe wzmacniacza**

Pomiar charakterystyk przejściowych wzmacniacza w.cz. przeprowadzony w punkcie 7.4.2 polegał na pomiarze rzeczywistej wartości skutecznej napięcia wyjściowego dla ustalonych wartości skutecznych napięcia generatora. Pomiar ten wykonywany jest więc punkt po punkcie i ma charakter przybliżony. Mimo zastosowania układu stabilizatora parametrycznego w obwodzie polaryzacji bramek tranzystora mocy, wraz ze wzrostem wysterowania rosną straty mocy w tranzystorze, co powoduje wzrost temperatury tranzystora i różną wartość jego parametrów w poszczególnych punktach wyznaczonej charakterystyki.

W metodzie dynamicznego pomiaru charakterystyki przejściowej wzmacniacza chwilowa amplituda sygnału wejściowego  $u_{we}(t)$  zmienia się okresowo z częstotliwością rzędu 1kHz. Zmiany te wywołują zmiany chwilowej amplitudy sygnału wyjściowego  $u_{wy}(t)$ . Zależność amplitud  $U_{wy}(U_{we})$  stanowi charakterystykę przejściową wzmacniacza w ustalonych warunkach termicznych, którą można obserwować na oscyloskopie.

Jeżeli mierzony sygnał zawiera harmoniczne częstotliwości podstawowej to pomiar charakterystyki przejściowej metodą dynamiczną będzie obarczony dużym błędem. W metodzie dynamicznej mierzona jest bowiem wartość szczytowa sygnału. Jeżeli faza harmonicznych zmienia się w funkcji wysterowania, to wartość szczytowa sygnału będzie zawyżana lub zaniżana w zależności od wysterowania, a zmierzona charakterystyka przejściowa wzmacniacza będzie zniekształcona. Dlatego też, jeżeli poziom

harmonicznym w mierzonym sygnale wyjściowym nie jest za wysoki, to charakterystyka przejściowa wyznaczona przy pomocy pomiaru rzeczywistej wartości skutecznej napięcia jest bardziej wiarygodna.

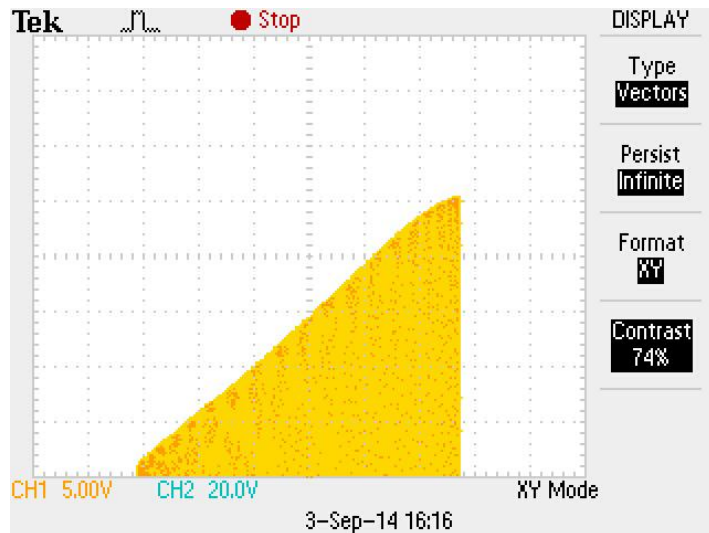


Rys. 7.38. Układ do pomiaru charakterystyki przejściowej wzmacniacza metodą dynamiczną [7]

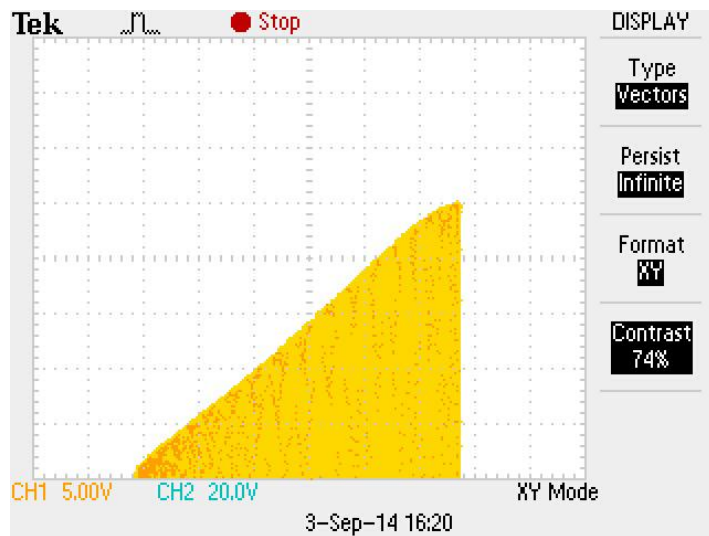
Schemat blokowy układu do pomiaru charakterystyki przejściowej metodą dynamiczną przedstawiono na rysunku 7.38. Na wejście wzmacniacza, z generatora doprowadzany jest sygnał nośnej w.cz. z modulacją AM o zadanej częstotliwości. Napięcie wyjściowe wzmacniacza podawane jest na wejście Y oscyloskopu, natomiast na wejście X podawany jest sygnał obwiedni zmodulowanego sygnału AM (dostępny na dodatkowym wyjściu zastosowanego generatora). Każdej wartości napięcia modulującego m.cz. odpowiada zatem określony zakres zmian amplitudy składowej w.cz. (maksymalnie od zera do wartości  $2A_c$ ).

Pomiary wykonano dla siedmiu częstotliwości nośnej przy wartościach amplitudy fali nośnej generatora  $E_g$  pozwalających na wyznaczenie pełnej charakterystyki przejściowej. Częstotliwość sygnału modulującego wynosiła 1kHz natomiast współczynnik głębokości modulacji 94%. Zmierzone dynamiczne charakterystyki przejściowe wzmacniacza pokazane zostały na rysunkach 7.39-7.45.

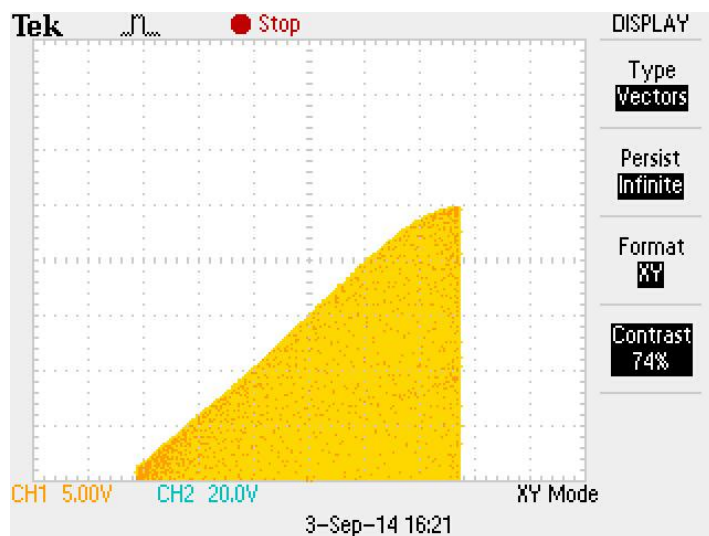
Charakterystyki przejściowe wzmacniacza zmierzone metodą dynamiczną różnią się od charakterystyk przejściowych zmierzonych punkt po punkcie (p. 7.4.2). Charakterystyki przejściowe zmierzone metodą dynamiczną są zniekształcone, przez co nie są liniowe. Wynika to z obecności w sygnale wyjściowym harmonicznym o wysokim poziomie, które zmieniając fazę w funkcji wysterowania są przyczyną błędów przy pomiarze wartości szczytowej sygnału. Należy zatem przyjąć, że charakterystyki przejściowe zmierzone przy pomocy pomiaru rzeczywistej wartości skutecznej napięcia (p. 7.4.2) są bardziej wiarygodne.



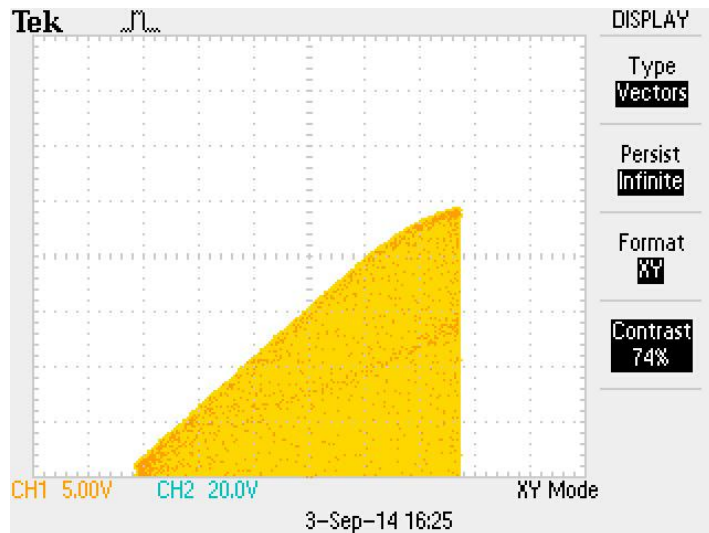
Rys. 7.39. Dynamiczna charakterystyka przejściowa wzmacniacza ( $f=3\text{MHz}$ ,  $E_g=1,71\text{V}$ ,  $P_{wymax}=100\text{W}$ )



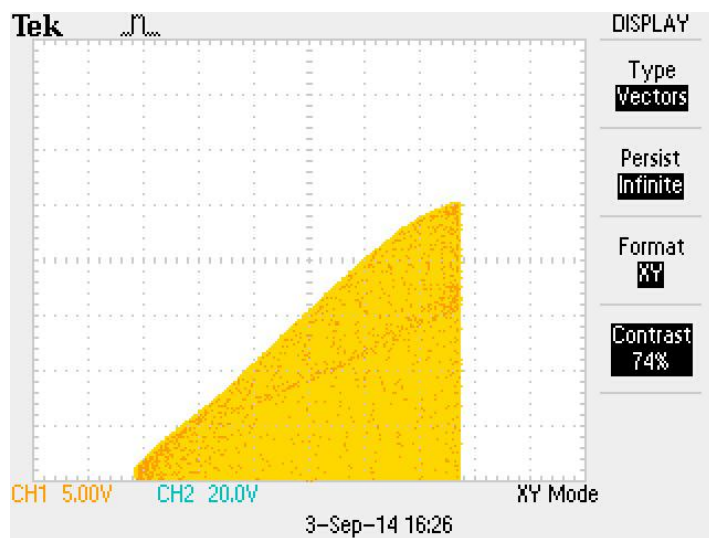
Rys. 7.40. Dynamiczna charakterystyka przejściowa wzmacniacza ( $f=5\text{MHz}$ ,  $E_g=1,64\text{V}$ ,  $P_{wymax}=100\text{W}$ )



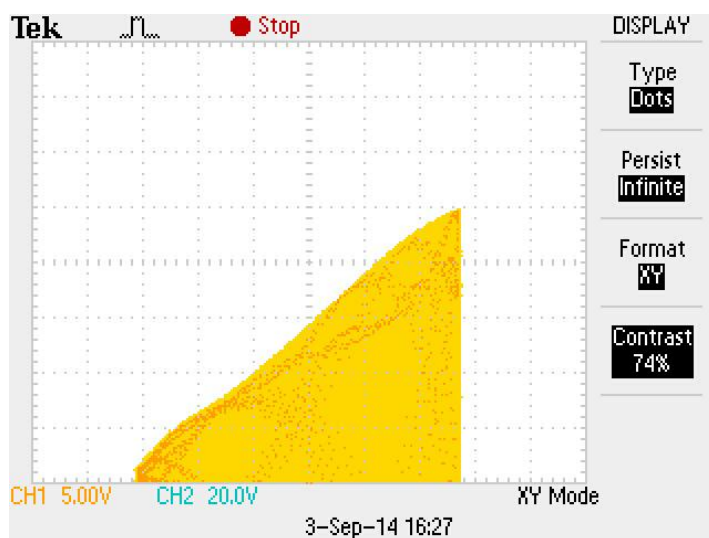
Rys. 7.41. Dynamiczna charakterystyka przejściowa wzmacniacza ( $f=10\text{MHz}$ ,  $E_g=1,71\text{V}$ ,  $P_{wymax}=100\text{W}$ )



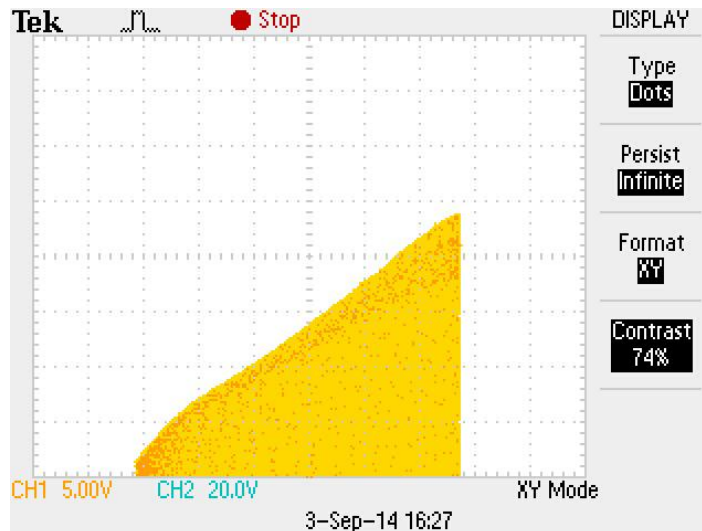
Rys. 7.42. Dynamiczna charakterystyka przejściowa wzmacniacza ( $f=15\text{MHz}$ ,  $E_g=1,94\text{V}$ ,  $P_{wymax}=96\text{W}$ )



Rys. 7.43. Dynamiczna charakterystyka przejściowa wzmacniacza ( $f=20\text{MHz}$ ,  $E_g=2,03\text{V}$ ,  $P_{wymax}=100\text{W}$ )



Rys. 7.44. Dynamiczna charakterystyka przejściowa wzmacniacza ( $f=25\text{MHz}$ ,  $E_g=2,08\text{V}$ ,  $P_{wymax}=100\text{W}$ )



Rys. 7.45. Dynamiczna charakterystyka przejściowa wzmacniacza ( $f=30\text{MHz}$ ,  $E_g=2,17\text{V}$ ,  $P_{\text{wymax}}=92\text{W}$ )

#### 7.4.5. Widmo sygnału wyjściowego

Pomiar widma sygnału wyjściowego zbudowanego wzmacniacza mocy w.cz. przeprowadzony został przy użyciu analizatora widma HMS3010 z sondą napięciową 1:50. Poziomy zniekształceń intermodulacyjnych wyższych harmonicznym względem częstotliwości nośnej zamieszczono w tabeli 7.3.

Tabela 7.3. Względne poziomy harmonicznym w sygnale wyjściowym

$f$ [MHz]	$P_{(2f)}$ [dBc]	$P_{(3f)}$ [dBc]	$P_{(4f)}$ [dBc]	$P_{(5f)}$ [dBc]
3	-25,97	-28,25	-33,90	-38,39
5	-32,24	-27,47	-38,72	-33,24
10	-42,79	-23,05	-46,56	-28,36
15	-48,25	-19,03	-52,38	-24,04
20	-52,87	-17,99	-53,65	-26,69
25	-52,34	-16,35	-51,10	-35,26
30	-52,51	-15,03	-52,78	-42,06

Ze względu na asymetrię sterowania bramek tranzystorów w zakresie niskich częstotliwości, w sygnale wyjściowym, w tym zakresie, występuje znaczny poziom drugiej i czwartej harmonicznym (w najgorszym wypadku  $P_{(2f)} = -25,97\text{dBc}$ ,  $P_{(4f)} = -33,90\text{dBc}$  dla  $f = 3\text{MHz}$ ).

Poziom trzeciej harmonicznym wzrasta wraz ze wzrostem częstotliwości (w najgorszym wypadku  $P_{(3f)} = -15,03\text{dBc}$  dla  $f = 30\text{MHz}$ ).

W zakresie środkowych częstotliwości pasma pracy wzmacniacza, w sygnale wyjściowym występuje znaczny poziom piątej harmonicznej (w najgorszym wypadku  $P_{(5f)} = -24,04\text{dBc}$  dla  $f = 15\text{MHz}$ ).

Otrzymane wyniki są bardzo zbliżone do wyników uzyskanych dla komercyjnych przeciwobnych liniowych wzmacniaczy mocy (np.  $P_{(2f)} \leq -25\text{dBc}$ ,  $P_{(3f)} \leq -16\text{dBc}$  dla wzmacniacza NC08703 [28]).

#### 7.4.6. Pomiar zniekształceń intermodulacyjnych metodą dwutonową

Zniekształcenia intermodulacyjne są zniekształceniami powstającymi w wyniku pobudzenia zbudowanego wzmacniacza sygnałem wielotonowym. W niniejszej pracy, pomiar zniekształceń intermodulacyjnych przeprowadzony został przy użyciu analizatora widma HMS3010 z sondą napięciową 1:50. Do pobudzenia wzmacniacza użyto sygnału dwutonowego generowanego przy użyciu dwóch generatorów mocy w.cz. INCO GM-2. Odczytane dla różnych częstotliwości podstawowych, poziomy składowych intermodulacyjnych względem składowej podstawowej zamieszczono w tabeli 7.4.

Tabela 7.4. Odstęp między poziomami mocy składowych intermodulacyjnych w sygnale wyjściowym a poziomem mocy składowej podstawowej

$f_1$ [MHz]	$f_2$ [MHz]	$P_{wvPEP}$ [W]	$P1, P2$ [dBm]	$IMD3$ [dB]	$IMD5$ [dB]	$IMD7$ [dB]
5,000	5,001	32,3	-15	-36	-	-
		100	-10	-33	-	-
15,000	15,001	24,6	-16	-33	-40	-
		100	-10	-31	-35	-
30,000	30,001	19,4	-17	-30	-38	-42
		100	-10	-26	-35	-40

Pomiary przeprowadzone w punkcie 7.4.2 pokazały, że przy częstotliwości 30MHz, charakterystyka przejściowa zbudowanego wzmacniacza jest nieliniowa w zakresie dużych wysterowań (rys. 7.27). Jest to przyczyną dużych zniekształceń intermodulacyjnych przy tej częstotliwości i przy pełnym wysterowaniu wzmacniacza ( $IMD3 = -26\text{dB}$ ). Dlatego też maksymalny poziom zniekształceń intermodulacyjnych jest większy niż w przypadku komercyjnego wzmacniacza Philips NC08703 ( $IMD \leq -33\text{dB}$ ). Przy innych częstotliwościach otrzymane wyniki różnią się nieznacznie od wyników pomiarów wzmacniacza komercyjnego [28]. Dla porównania, w wojskowych nadajnikach jednowstęgowych (SSB) maksymalny odstęp między poziomem mocy składowej

intermodulacyjnej a poziomem składowej podstawowej nie powinien być mniejszy od 30dB, natomiast jeżeli odstęp ten jest większy, bądź równy 40dB to świadczy to o wysokiej jakości nadajnika [29].

Zgodnie z teorią, poziomy zniekształceń intermodulacyjnych wzrastają wraz ze wzrostem wystawienia wzmacniacza.

## PODSUMOWANIE

Celem niniejszej pracy była analiza ograniczeń parametrów liniowych wzmacniaczy mocy do 100W w paśmie  $1 \div 30\text{MHz}$  wynikających z właściwości tranzystorów mocy i elementów biernych.

W pierwszym etapie pracy przeprowadzono analizę teoretyczną skutków parametrów pasożytniczych podstawowych elementów wzmacniacza szerokopasmowego czyli tranzystorów i transformatorów. Analiza wykazała, że pojemności międzyelektrodowe tranzystorów mocy, indukcyjności rozproszenia transformatorów, rezonanse własne ich uzwojeń i pojemności między poszczególnymi uzwojeniami a także rezonanse między indukcyjnościami transformatorów i pojemnościami tranzystorów mają wpływ na charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza, w tym na jego górną częstotliwości graniczną. Natomiast dolna częstotliwość graniczna zależy od indukcyjności głównej transformatorów.

Czynniki pasożytnicze ograniczające pasmo przenoszenia wzmacniacza szerokopasmowego mogą być rozpatrywane indywidualnie jedynie na etapie wstępnego projektu wzmacniacza. Wyznaczenie rzeczywistego pasma częstotliwości przenoszonych przez wzmacniacz możliwe jest jednak jedynie na etapie symulacji komputerowych, które uwzględniają jednocześnie wszystkie parametry pasożytnicze w projektowanym wzmacniaczu.

Praca obejmowała również projekt i budowę przeciwsobnego transformatorowego wzmacniacza mocy klasy AB pracującego w paśmie  $1 \div 30\text{MHz}$  o maksymalnej mocy wyjściowej 100W.

Transformatory w obwodzie wejściowym i wyjściowym wzmacniacza, zostały zaprojektowane jako transformatory szerokopasmowe z wykorzystaniem linii długiej, przy czym transformator wyjściowy jest układem złożonym z trzech elementarnych transformatorów na osobnych rdzeniach. Do budowy wzmacniacza wybrano podwójny tranzystor SD703, który dedykowany jest do wzmacniaczy w nadajnikach systemów z modulacją amplitudy (AM) oraz modulacją częstotliwości (FM).

Projektowanie wzmacniacza przeprowadzono w dwóch etapach: projekt wstępny przy użyciu uproszczonych modeli tranzystorów i elementów biernych oraz optymalizacja podczas symulacji komputerowych z bardziej dokładnymi modelami.

Przyjęto, iż napięcie zasilania budowanego wzmacniacza będzie wynosiło  $U_Z = 34\text{V}$ . Założono, iż rezystancja obciążenia każdego z elementarnych tranzystorów



w klasie B wyniesie zaledwie  $3,125\Omega$  a wzmocnienie napięciowe będzie równe  $-3,8V/V$ . Przyjęta wartość rezystancji obciążenia każdego z tranzystorów pozwoliła na uzyskanie kompromisu pomiędzy sprawnością energetyczną wzmacniacza a pasmem pracy wzmacniacza, które ograniczane jest przez efekt Millera. Pojemność wejściowa każdego z tranzystorów SD703, wynikająca z efektu Millera, wynosiła jedynie  $266,6pF$ . Mimo to, w celu uzyskania dopasowania na wejściu wzmacniacza, konieczne było zastosowanie włączonych szeregowo z bramkami cewek kompensujących oraz dodatkowego kondensatora, włączonego równolegle do wejścia wzmacniacza. Negatywnym skutkiem takich warunków pracy tranzystora była jednak duża wartość szczytowa prądu drenu ( $8,208A$ ).

Ze względu na zbyt małe wartości indukcyjności głównych transformatorów w obwodzie wyjściowym wzmacniacza, konieczne okazało się ograniczenie pasma pracy wzmacniacza do zakresu  $3 \div 30MHz$ . Zbyt małe indukcyjności główne transformatorów wynikają z braku możliwości zakupu rdzeni proszkowych przeznaczonych na pasmo fal krótkich, charakteryzujących się odpowiednią wartością przenikalności magnetycznej. W zakresie niskich częstotliwości ( $f < 3MHz$ ) powoduje to gwałtowny spadek modułu oraz wzrost argumentu impedancji dynamicznej widzianej przez pojedynczy tranzystor.

Zbudowany wzmacniacz został poddany szczegółowym pomiarom i obserwacjom, pozwalającym na poznanie jego rzeczywistych właściwości. Wzmacniacz ten jest z dużą dokładnością liniowy a jego charakterystyka przejściowa bardzo mało odbiega od linii prostej.

Założona moc wyjściowa ( $100W$ ) została osiągnięta dla każdej częstotliwości z zakresu pasma pracy zbudowanego wzmacniacza. Sprawność energetyczna zbudowanego wzmacniacza jest na poziomie zbliżonym do wzmacniaczy komercyjnych [11] i wynosi maksymalnie  $54\%$ . Natomiast moc tracona w tranzystorach jest duża i sięga  $128,1W$ . Z tego względu konieczne było zastosowanie układu polaryzacji bramek zapewniającego stabilizację temperaturową prądu spoczynkowego tranzystorów i odpowiednio dużego radiatora.

Zbudowany wzmacniacz jest wzmacniaczem szerokopasmowym bowiem  $3-dB$  pasmo pracy wzmacniacza jest szersze niż założone  $3 \div 30MHz$ .

W zakresie małych częstotliwości, sygnał wyjściowy wzmacniacza zawiera drugą harmoniczną będącą następstwem asymetrii sterowania. Sygnał wyjściowy zawiera również trzecią harmoniczną powodującą zauważalne zniekształcenie jego przebiegu w

stosunku do sinusoidy. Problemy te występuje również w produkowanych fabrycznie wzmacniaczach a ich skala jest porównywalna [28].

W zbudowanym wzmacniaczu uzyskano dopasowanie wejścia wzmacniacza do generatora. Współczynnik fali stojącej WFS na wejściu wzmacniacza zawiera się w przedziale  $1,1 \div 1,6$ . Jest to wynik porównywalny ze wzmacniaczami komercyjnymi [11, 28].

Aby udoskonalić zbudowany wzmacniacz w ramach dalszych prac można rozważyć dołączenie do wyjścia wzmacniacza zespołu przełączanych filtrów pasmowo – przepustowych pokrywającego całe pasmo fal krótkich aby ograniczyć poziom składowych harmonicznym na wyjściu wzmacniacza.

Doświadczenia oraz wnioski przedstawione w niniejszej pracy mogą być wykorzystane przy budowie i testowaniu przeciwsobnych wzmacniaczy mocy klasy AB z tranzystorami MOSFET, pracujących przy różnych mocach wyjściowych i częstotliwościach.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] J. Modzelewski:  
*Podstawowe układy radioelektroniczne*, materiały pomocnicze do wykładu,  
Opracowanie wewnętrzne IRPW, Warszawa 2012
- [2] J. Modzelewski:  
*Podstawowe układy radioelektroniczne*, instrukcje do ćwiczeń laboratoryjnych,  
Opracowanie wewnętrzne IRPW, Warszawa 2012
- [3] J. Modzelewski:  
*Technika odbioru radiowego*, materiały pomocnicze do wykładu,  
Opracowanie wewnętrzne IRPW, Warszawa 2012
- [4] M. K. Kazimierczuk:  
*RF Power Amplifiers*, WILEY, 2008
- [5] J. Szabatin, J. Osowski:  
*Podstawy Teorii Obwodów. Tom 1*, WNT, 2009
- [6] A. Orłowski:  
*Transformatory szerokopasmowe z wykorzystaniem linii długich*,  
Przegląd Telekomunikacyjny 10/1978
- [7] A. Białkowski:  
*Szerokopasmowy przeciwsobny wzmacniacz mocy na zakres UKF-FM*,  
Praca dyplomowa – magisterska, IR PW, Warszawa 2013
- [8] *RF Power Transistors 1999 Data Book*, Ericsson 2009
- [9] C. L. Ruthroff:  
*Some Broad-Band Transformers*, Proc. IRE, Vol. 47, No. 8, pp. 1337-1342, 1959
- [10] G. Guanella:  
*New method of impedance matching in radio frequency circuits*, Brown-Boveri  
Rev., vol. 31, p. 327, 1944
- [11] *HF300-0130M datasheet*, Res-Ingenium 2008. Dostępny w internecie:  
[http://www.richardsonrfpd.com/resources/RelIDocuments/SYS\\_10/HF300-0130M\\_Rev.5.pdf](http://www.richardsonrfpd.com/resources/RelIDocuments/SYS_10/HF300-0130M_Rev.5.pdf)
- [12] <http://www.polyfet.pl>
- [13] <http://www.communication-concpets.com>
- [14] *MRF151G datasheet*. Dostępny w internecie:  
<http://www.macomtech.com/datasheets/MRF151G.pdf>

- [15] **Philips Semiconductors NCO8701 datasheet**. Dostępny w internecie:  
[http://www.nxp.com/documents/application\\_note/NCO8701.pdf](http://www.nxp.com/documents/application_note/NCO8701.pdf)
- [16] Chris Trask:  
**Wideband Transformers: An Intuitive Approach to Models, Characterization and Design**, Technical Feature, 2001
- [17] A. Malinen, K. Stadius, K. Halonen:  
**Characteristics and modeling of broadband transmission-line transformer**,  
Electronic Circuit Design Laboratory, Helsinki University of Technology
- [18] **SD703 datasheet**, Polyfet 2007. Dostępny w internecie:  
<http://www.polyfet.com/Dsheet/Sd703.pdf>
- [19] W. Golde:  
**Wzmacniacze tranzystorowe małej częstotliwości, szerokopasmowe, operacyjne**,  
WNT, Warszawa 1975
- [20] J. Modzelewski:  
**Obliczanie mocy traconej w tranzystorach wzmacniacza liniowego klasy AB**,  
w: XIII Krajowa Konferencja Elektroniki, 2014
- [21] <http://www.amidoncorp.com>
- [22] J. Modzelewski:  
**Analiza skutków skończonej indukcyjności głównej transformatorów obwodu bramkowego przeciwsobnego wzmacniacza mocy**,  
w przygotowaniu
- [23] A. Bartosik:  
**Przeciwsobny wzmacniacz mocy klasy AB na pasmo 26 – 29MHz**,  
Praca dyplomowa – inżynierska, IR PW, Warszawa 2013
- [24] <http://www.wavecube.pl/wzmacniacze-mocy/wzmacniacz-mocy-2-30-mhz>
- [25] I. N. Bronsztejn, K.A. Siemendiajew:  
**MATEMATYKA. Poradnik Encyklopedyczny. Część piąta i szósta**, PWN,  
Warszawa 1986
- [26] S. Ryzko, J. Ebert:  
**Wzmacniacze rezonansowe i generatory mocy wielkiej częstotliwości**, WNT,  
Warszawa 1971
- [27] **Katalog nr 12**, Fischer Elektronik, 1994
- [28] **Philips Semiconductors NCO8703 datasheet**. Dostępny w internecie:  
[http://www.nxp.com/documents/application\\_note/NCO8703.pdf](http://www.nxp.com/documents/application_note/NCO8703.pdf)

[29] J. Horevajová, K. Ulovec:

*Measurement of AM Transmitters for Digital Audio Broadcasting*, Measurement  
Science Review, Vol. 4, Sec. 3, 2004

## **DODATKI**

**D.1. Wyniki badań wpływu indukcyjności głównej oraz współczynnika sprzężenia magnetycznego  $Tr_2$  i  $Tr_3$  na zastępczą indukcyjność główną**

Tabele dla rys. 5.8a, p. 5.1:

$$L_{g1} = 1\mu\text{H}, k_1 = 1, k_2 = 1$$

		$f=1\text{MHz}$		$f=15\text{MHz}$		$f=30\text{MHz}$	
		$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$
$L_{g2}=0,5\text{u}$	$ Z /[\Omega]$	0,298	0,298	2,565	2,565	2,951	2,951
	$\arg(Z)[^\circ]$	84,531	-95,469	34,850	-145,150	19,197	-160,803
$L_{g2}=1\text{u}$	$ Z $	0,562	0,562	2,936	2,936	3,074	3,074
	$\arg(Z)$	79,642	-100,358	20,038	-159,962	10,336	-169,664
$L_{g2}=1,5\text{u}$	$ Z $	0,793	0,793	3,029	3,029	3,100	3,100
	$\arg(Z)$	75,303	-104,697	14,263	-165,737	7,244	-172,756
$L_{g2}=2\text{u}$	$ Z $	0,993	0,993	3,065	3,065	3,110	3,110
	$\arg(Z)$	71,472	-108,528	11,252	-168,748	5,681	-174,319
$L_{g2}=2,5\text{u}$	$ Z $	1,166	1,166	3,083	3,083	3,114	3,114
	$\arg(Z)$	68,093	-111,907	9,413	-170,587	4,739	-175,261
$L_{g2}=3\text{u}$	$ Z $	1,316	1,316	3,093	3,093	3,117	3,117
	$\arg(Z)$	65,105	-114,895	8,176	-171,824	4,110	-175,891

$$L_{g1} = 1\mu\text{H}, k_1 = 1, k_2 = 0,995$$

		$f=1\text{MHz}$		$f=15\text{MHz}$		$f=30\text{MHz}$	
		$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$
$L_{g2}=0,5\text{u}$	$ Z /[\Omega]$	0,301	0,301	2,595	2,595	2,988	2,988
	$\arg(Z)[^\circ]$	84,604	-95,396	35,928	-144,072	21,338	-158,662
$L_{g2}=1\text{u}$	$ Z $	0,568	0,568	2,971	2,971	3,117	3,117
	$\arg(Z)$	79,787	-100,213	22,177	-157,823	14,598	-165,402
$L_{g2}=1,5\text{u}$	$ Z $	0,801	0,801	3,066	3,066	3,152	3,152
	$\arg(Z)$	75,518	-104,482	17,462	-162,538	13,619	-166,381
$L_{g2}=2\text{u}$	$ Z $	1,003	1,003	3,104	3,104	3,175	3,175
	$\arg(Z)$	71,755	-108,245	15,511	-164,489	14,151	-165,849
$L_{g2}=2,5\text{u}$	$ Z $	1,177	1,177	3,125	3,125	3,197	3,197
	$\arg(Z)$	68,443	-111,557	14,729	-165,271	15,283	-164,717
$L_{g2}=3\text{u}$	$ Z $	1,327	1,327	3,140	3,140	3,222	3,222
	$\arg(Z)$	65,525	-114,475	14,546	-165,454	16,700	-163,300

$$L_{g1} = 1\mu\text{H}, k_1 = 1, k_2 = 0,99$$

		$f=1\text{MHz}$		$f=15\text{MHz}$		$f=30\text{MHz}$	
		$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$
$L_{g2}=0,5\text{u}$	$ Z /[\Omega]$	0,305	0,305	2,627	2,627	3,029	3,029
	$\text{arg}(Z)[^\circ]$	84,677	-95,323	36,980	-143,020	23,420	-156,580
$L_{g2}=1\text{u}$	$ Z $	0,574	0,574	3,010	3,010	3,177	3,177
	$\text{arg}(Z)$	79,930	-100,070	24,258	-155,742	18,711	-161,289
$L_{g2}=1,5\text{u}$	$ Z $	0,809	0,809	3,112	3,112	3,242	3,242
	$\text{arg}(Z)$	15,731	-164,269	20,564	-159,436	19,690	-160,310
$L_{g2}=2\text{u}$	$ Z $	1,013	1,013	3,160	3,160	3,306	3,306
	$\text{arg}(Z)$	72,034	-107,966	19,621	-160,379	22,075	-157,925
$L_{g2}=2,5\text{u}$	$ Z $	1,188	1,188	3,193	3,193	3,380	3,380
	$\text{arg}(Z)$	68,786	-111,124	19,829	-160,171	24,928	-155,072
$L_{g2}=3\text{u}$	$ Z $	1,340	1,340	3,223	3,223	3,466	3,466
	$\text{arg}(Z)$	65,929	-114,071	20,613	-159,387	27,918	-152,082

$$L_{g2} = 1\mu\text{H}, k_1 = 1, k_2 = 1$$

		$f=1\text{MHz}$		$f=15\text{MHz}$		$f=30\text{MHz}$	
		$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$
$L_{g1}=0,5\text{u}$	$ Z /[\Omega]$	0,516	0,516	2,904	2,904	3,065	3,065
	$\text{arg}(Z)[^\circ]$	80,487	-99,513	21,697	-158,303	11,253	-168,747
$L_{g1}=1\text{u}$	$ Z $	0,562	0,562	2,936	2,936	3,074	3,074
	$\text{arg}(Z)$	79,642	-100,358	20,038	-159,962	10,336	-169,664
$L_{g1}=1,5\text{u}$	$ Z $	0,579	0,579	2,946	2,946	3,077	3,077
	$\text{arg}(Z)$	79,324	-100,676	19,477	-160,523	10,029	-169,971
$L_{g1}=2\text{u}$	$ Z $	0,588	0,588	2,951	2,951	3,079	3,079
	$\text{arg}(Z)$	79,159	-100,841	19,196	-160,804	9,876	-170,124
$L_{g1}=2,5\text{u}$	$ Z $	0,593	0,593	2,954	2,954	3,080	3,080
	$\text{arg}(Z)$	79,058	-100,942	19,026	-160,974	9,784	-170,216
$L_{g1}=3\text{u}$	$ Z $	0,597	0,597	2,956	2,956	3,080	3,080
	$\text{arg}(Z)$	78,989	-101,011	18,913	-161,087	9,722	-170,278



$$L_{g2} = 1\mu\text{H}, k_1 = 0,995, k_2 = 1$$

		$f=1\text{MHz}$		$f=15\text{MHz}$		$f=30\text{MHz}$	
		$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}(1)$	$Z_{d2}$
$L_{g1}=0,5\text{u}$	$ Z /[\Omega]$	0,530	0,509	2,979	2,863	3,150	3,028
	$\text{arg}(Z)[^\circ]$	80,615	-99,671	23,774	-160,514	15,436	-173,127
$L_{g1}=1\text{u}$	$ Z $	0,590	0,548	3,084	2,865	3,253	3,026
	$\text{arg}(Z)$	79,879	-100,689	24,073	-164,435	18,455	-178,467
$L_{g1}=1,5\text{u}$	$ Z $	0,622	0,559	3,170	2,850	3,363	3,035
	$\text{arg}(Z)$	79,668	-101,180	25,372	-167,288	21,831	-183,182
$L_{g1}=2\text{u}$	$ Z $	0,646	0,561	3,254	2,835	3,485	3,061
	$\text{arg}(Z)$	79,604	-101,520	26,852	-169,887	25,102	-187,678
$L_{g1}=2,5\text{u}$	$ Z $	0,667	0,560	3,339	2,822	3,617	3,102
	$\text{arg}(Z)$	79,594	-101,804	28,351	-172,392	28,179	-192,001
$L_{g1}=3\text{u}$	$ Z $	0,685	0,558	3,425	2,812	3,758	3,160
	$\text{arg}(Z)$	79,614	-102,057	29,817	-174,852	31,043	-196,144

$$L_{g2} = 1\mu\text{H}, k_1 = 0,99, k_2 = 1$$

		$f=1\text{MHz}$		$f=15\text{MHz}$		$f=30\text{MHz}$	
		$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$
$L_{g1}=0,5\text{u}$	$ Z /[\Omega]$	0,543	0,502	3,057	2,826	3,251	3,009
	$\text{arg}(Z)[^\circ]$	80,738	-99,830	25,736	-162,774	19,359	-177,566
$L_{g1}=1\text{u}$	$ Z $	0,619	0,535	3,244	2,813	3,487	3,049
	$\text{arg}(Z)$	80,093	-101,031	27,685	-169,059	25,532	-187,257
$L_{g1}=1,5\text{u}$	$ Z $	0,666	0,539	3,420	2,796	3,762	3,150
	$\text{arg}(Z)$	79,959	-101,713	30,364	-174,317	31,310	-195,894
$L_{g1}=2\text{u}$	$ Z $	0,704	0,535	3,600	2,792	4,069	3,309
	$\text{arg}(Z)$	79,958	-102,257	32,985	-179,310	36,322	-203,658
$L_{g1}=2,5\text{u}$	$ Z $	0,740	0,528	3,784	2,805	4,401	3,518
	$\text{arg}(Z)$	80,003	-102,752	35,417	-184,145	40,599	3,518
$L_{g1}=3\text{u}$	$ Z $	0,773	0,519	3,974	2,834	4,752	3,766
	$\text{arg}(Z)$	80,067	-103,231	37,638	-188,822	44,240	-216,448

Tabele dla rys. 5.8b, p. 5.1:

$$L_{g1} = 1\mu\text{H}, k_1 = 1, k_2 = 1$$

		$f=1\text{MHz}$		$f=15\text{MHz}$		$f=30\text{MHz}$	
		$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$
$L_{g2}=0,5\text{u}$	$ Z /[\Omega]$	0,298	0,298	2,565	2,565	2,951	2,951
	$\text{arg}(Z)[^\circ]$	-95,469	84,531	-145,150	34,850	-160,803	19,197
$L_{g2}=1\text{u}$	$ Z $	0,562	0,562	2,936	2,936	3,074	3,074
	$\text{arg}(Z)$	-100,358	79,642	-159,962	20,038	-169,664	10,336
$L_{g2}=1,5\text{u}$	$ Z $	0,793	0,793	3,029	3,029	3,100	3,100
	$\text{arg}(Z)$	-104,697	75,303	-165,737	14,263	-172,756	7,244
$L_{g2}=2\text{u}$	$ Z $	0,993	0,993	3,065	3,065	3,110	3,110
	$\text{arg}(Z)$	-108,528	71,472	-168,748	11,252	-174,319	5,681
$L_{g2}=2,5\text{u}$	$ Z $	1,166	1,166	3,083	3,083	3,114	3,114
	$\text{arg}(Z)$	-111,907	68,093	-170,587	9,413	-175,261	4,739
$L_{g2}=3\text{u}$	$ Z $	1,316	1,316	3,093	3,093	3,117	3,117
	$\text{arg}(Z)$	-114,895	65,105	-171,824	8,176	-175,891	4,110

$$L_{g1} = 1\mu\text{H}, k_1 = 1, k_2 = 0,995$$

		$f=1\text{MHz}$		$f=15\text{MHz}$		$f=30\text{MHz}$	
		$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$
$L_{g2}=0,5\text{u}$	$ Z /[\Omega]$	0,301	0,301	2,595	2,595	2,988	2,988
	$\text{arg}(Z)[^\circ]$	-95,396	84,604	-144,072	35,928	-158,662	21,338
$L_{g2}=1\text{u}$	$ Z $	0,568	0,568	2,971	2,971	3,117	3,117
	$\text{arg}(Z)$	-100,213	79,787	-157,823	22,177	-165,402	14,598
$L_{g2}=1,5\text{u}$	$ Z $	0,801	0,801	3,066	3,066	3,152	3,152
	$\text{arg}(Z)$	-104,482	75,518	-162,538	17,462	-166,381	13,619
$L_{g2}=2\text{u}$	$ Z $	1,003	1,003	3,104	3,104	3,175	3,175
	$\text{arg}(Z)$	-108,245	71,755	-164,489	15,511	-165,849	14,151
$L_{g2}=2,5\text{u}$	$ Z $	1,177	1,177	3,125	3,125	3,197	3,197
	$\text{arg}(Z)$	-111,557	68,443	-165,271	14,729	-164,717	15,283
$L_{g2}=3\text{u}$	$ Z $	1,327	1,327	3,140	3,140	3,222	3,222
	$\text{arg}(Z)$	-114,475	65,525	-165,454	14,546	-163,300	16,700

$$L_{g1} = 1\mu\text{H}, k_1 = 1, k_2 = 0,99$$

		$f=1\text{MHz}$		$f=15\text{MHz}$		$f=30\text{MHz}$	
		$Z_{d1}(2)$	$Z_{d2}(2)$	$Z_{d1}(2)$	$Z_{d2}(2)$	$Z_{d1}(2)$	$Z_{d2}(2)$
$L_{g2}=0,5\text{u}$	$ Z /[\Omega]$	0,305	0,305	2,627	2,627	2,627	3,029
	$\text{arg}(Z)[^\circ]$	-95,323	84,677	-143,020	36,980	-143,020	23,420
$L_{g2}=1\text{u}$	$ Z $	0,574	0,574	3,010	3,010	3,010	3,177
	$\text{arg}(Z)$	-100,070	79,930	-155,742	24,258	-155,742	18,711
$L_{g2}=1,5\text{u}$	$ Z $	0,809	0,809	3,112	3,112	3,112	3,242
	$\text{arg}(Z)$	-164,269	15,731	-159,436	20,564	-159,436	19,690
$L_{g2}=2\text{u}$	$ Z $	1,013	1,013	3,160	3,160	3,160	3,306
	$\text{arg}(Z)$	-107,966	72,034	-160,379	19,621	-160,379	22,075
$L_{g2}=2,5\text{u}$	$ Z $	1,188	1,188	3,193	3,193	3,193	3,380
	$\text{arg}(Z)$	-111,124	68,786	-160,171	19,829	-160,171	24,928
$L_{g2}=3\text{u}$	$ Z $	1,340	1,340	3,223	3,223	3,223	3,466
	$\text{arg}(Z)$	-114,071	65,929	-159,387	20,613	-159,387	27,918

$$L_{g2} = 1\mu\text{H}, k_1 = 1, k_2 = 1$$

		$f=1\text{MHz}$		$f=15\text{MHz}$		$f=30\text{MHz}$	
		$Z_{d1}(2)$	$Z_{d2}(2)$	$Z_{d1}(2)$	$Z_{d2}(2)$	$Z_{d1}(2)$	$Z_{d2}(2)$
$L_{g1}=0,5\text{u}$	$ Z /[\Omega]$	0,516	0,516	2,904	2,904	3,065	3,065
	$\text{arg}(Z)[^\circ]$	-99,513	80,487	-158,303	21,697	-168,747	11,253
$L_{g1}=1\text{u}$	$ Z $	0,562	0,562	2,936	2,936	3,074	3,074
	$\text{arg}(Z)$	-100,358	79,642	-159,962	20,038	-169,664	10,336
$L_{g1}=1,5\text{u}$	$ Z $	0,579	0,579	2,946	2,946	3,077	3,077
	$\text{arg}(Z)$	-100,676	79,324	-160,523	19,477	-169,971	10,029
$L_{g1}=2\text{u}$	$ Z $	0,588	0,588	2,951	2,951	3,079	3,079
	$\text{arg}(Z)$	-100,841	79,159	-160,804	19,196	-170,124	9,876
$L_{g1}=2,5\text{u}$	$ Z $	0,593	0,593	2,954	2,954	3,080	3,080
	$\text{arg}(Z)$	-100,942	79,058	-160,974	19,026	-170,216	9,784
$L_{g1}=3\text{u}$	$ Z $	0,597	0,597	2,956	2,956	3,080	3,080
	$\text{arg}(Z)$	-101,011	78,989	-161,087	18,913	-170,278	9,722

$$L_{g2} = 1\mu\text{H}, k_1 = 0,995, k_2 = 1$$

		$f=1\text{MHz}$		$f=15\text{MHz}$		$f=30\text{MHz}$	
		$Z_{d1}(2)$	$Z_{d2}(2)$	$Z_{d1}(2)$	$Z_{d2}(2)$	$Z_{d1}(2)$	$Z_{d2}(2)$
$L_{g1}=0,5\text{u}$	$ Z /[\Omega]$	0,509	0,520	2,863	2,921	3,028	3,089
	$\text{arg}(Z)[^\circ]$	-99,669	80,620	-160,514	23,815	-173,127	15,519
$L_{g1}=1\text{u}$	$ Z $	0,548	0,568	2,865	2,967	3,026	3,132
	$\text{arg}(Z)$	-100,688	79,892	-164,435	24,235	-178,467	18,772
$L_{g1}=1,5\text{u}$	$ Z $	0,559	0,588	2,850	2,996	3,035	3,184
	$\text{arg}(Z)$	-101,178	79,693	-167,288	25,722	-183,182	22,508
$L_{g1}=2\text{u}$	$ Z $	0,561	0,599	2,835	3,023	3,061	3,250
	$\text{arg}(Z)$	-101,521	79,644	-169,887	27,453	-187,678	26,236
$L_{g1}=2,5\text{u}$	$ Z $	0,560	0,608	2,822	3,051	3,102	3,330
	$\text{arg}(Z)$	-101,803	79,658	29,255	29,281	-192,001	29,840
$L_{g1}=3\text{u}$	$ Z $	0,557	0,614	2,812	3,082	3,160	3,422
	$\text{arg}(Z)$	-102,056	79,703	-174,852	31,070	-196,144	33,272

$$L_{g2} = 1\mu\text{H}, k_1 = 0,99, k_2 = 1$$

		$f=1\text{MHz}$		$f=15\text{MHz}$		$f=30\text{MHz}$	
		$Z_{d1}(2)$	$Z_{d2}(2)$	$Z_{d1}(2)$	$Z_{d2}(2)$	$Z_{d1}(2)$	$Z_{d2}(2)$
$L_{g1}=0,5\text{u}$	$ Z /[\Omega]$	0,502	0,523	2,826	2,942	3,009	3,130
	$\text{arg}(Z)[^\circ]$	-99,830	80,749	-162,774	25,896	-177,566	19,675
$L_{g1}=1\text{u}$	$ Z $	0,535	0,574	2,813	3,014	3,049	3,253
	$\text{arg}(Z)$	-101,030	80,135	-169,060	28,283	-187,257	26,662
$L_{g1}=1,5\text{u}$	$ Z $	0,539	0,596	2,796	3,079	3,150	3,426
	$\text{arg}(Z)$	-101,712	80,046	-174,317	31,611	-195,894	33,531
$L_{g1}=2\text{u}$	$ Z $	0,535	0,611	2,792	3,152	3,309	3,643
	$\text{arg}(Z)$	-102,257	80,104	-179,310	35,032	-203,658	39,724
$L_{g1}=2,5\text{u}$	$ Z $	0,528	0,622	2,805	3,236	3,518	3,898
	$\text{arg}(Z)$	-102,752	80,221	-184,145	38,361	-210,505	45,154
$L_{g1}=3\text{u}$	$ Z $	0,519	0,631	2,834	3,329	3,766	4,182
	$\text{arg}(Z)$	-103,231	80,366	-188,822	41,533	-216,448	49,855

**D.2. Punkty charakterystyk wzmacniacza wyznaczone podczas symulacji PSPICE (metoda .TRAN)**

Punkty charakterystyk parametrów energetycznych wzmacniacza wyznaczone podczas symulacji PSPICE (.TRAN):

Tabele dla rys. 5.36 – 5.38, p. 5.4:

$f=1\text{MHz}$

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_Z$ [A]	$P_{WY}$ [W]	$P_Z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,000	0,000	0,775	0,000	26,350	13,174	0,000
0,707	6,233	0,925	0,777	31,450	15,604	2,470
1,414	11,511	1,366	2,650	46,441	22,728	5,706
2,121	17,063	1,916	5,823	65,137	31,096	8,939
2,828	22,997	2,518	10,577	85,595	39,552	12,357
3,536	29,204	3,152	17,057	107,178	47,792	15,915
4,243	35,588	3,809	25,330	129,496	55,585	19,561
4,950	42,090	4,481	35,431	152,354	62,686	23,256
5,657	48,589	5,154	47,218	175,226	69,090	26,947
6,364	55,073	5,829	60,661	198,172	74,777	30,610
7,071	61,458	6,496	75,542	220,867	79,646	34,202
7,778	67,666	7,148	91,574	243,032	83,754	37,680
8,202	71,268	7,528	101,583	255,938	85,869	39,690

$f=3\text{MHz}$

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_Z$ [A]	$P_{WY}$ [W]	$P_Z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,000	0,000	0,775	0,000	26,350	13,174	0,000
0,707	9,039	0,927	1,634	31,518	14,997	5,184
1,414	16,530	1,373	5,465	46,675	20,776	11,708
2,121	24,352	1,926	11,860	65,494	27,109	18,109
2,828	32,667	2,530	21,343	86,010	32,752	24,814
3,536	41,299	3,162	34,112	107,522	37,267	31,726
4,243	50,072	3,810	50,144	129,537	40,415	38,710
4,950	58,796	4,458	69,139	151,582	42,124	45,612
5,657	67,230	5,091	90,397	173,091	42,426	52,226
6,010	71,242	5,395	101,508	183,420	42,123	55,342

$f=5\text{MHz}$ 

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_z$ [A]	$P_{WY}$ [W]	$P_z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,000	0,000	0,775	0,000	26,350	13,174	0,000
0,707	9,405	0,925	1,769	31,450	14,874	5,625
1,414	17,216	1,367	5,928	46,478	20,368	12,754
2,121	25,356	1,917	12,859	65,175	26,311	19,729
2,828	33,997	2,516	23,116	85,547	31,423	27,021
3,536	42,951	3,144	36,896	106,882	35,252	34,520
4,243	52,020	3,784	54,122	128,663	37,573	42,065
4,950	60,976	4,422	74,361	150,355	38,351	49,457
5,657	69,513	5,038	96,641	171,289	37,726	56,420
5,798	71,137	5,156	101,209	175,307	37,454	57,733

 $f=10\text{MHz}$ 

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_z$ [A]	$P_{WY}$ [W]	$P_z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,000	0,000	0,775	0,000	26,350	13,174	0,000
0,707	9,376	0,917	1,758	31,178	14,726	5,639
1,414	17,273	1,341	5,967	45,591	19,866	13,089
2,121	25,444	1,875	12,948	63,760	25,483	20,307
2,828	34,091	2,459	23,244	83,613	30,273	27,799
3,536	43,032	3,071	37,035	104,417	33,778	35,468
4,243	52,071	3,695	54,228	125,637	35,788	43,162
4,950	60,973	4,315	74,354	146,720	36,251	50,678
5,657	69,411	4,911	96,358	166,971	35,356	57,709
5,798	71,005	5,025	100,834	170,843	35,050	59,021

 $f=15\text{MHz}$ 

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_z$ [A]	$P_{WY}$ [W]	$P_z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,000	0,000	0,775	0,000	26,350	13,174	0,000
0,707	9,164	0,909	1,680	30,906	14,624	5,434
1,414	16,999	1,313	5,779	44,639	19,483	12,947
2,121	25,001	1,833	12,501	62,315	24,975	20,061
2,828	33,427	2,402	22,347	81,682	29,740	27,359
3,536	42,132	2,997	35,502	101,912	33,271	34,836
4,243	50,943	3,603	51,904	122,502	35,346	42,370
4,950	59,652	4,205	71,167	142,963	35,910	49,780
5,657	67,966	4,784	92,388	162,646	35,092	56,803
5,940	71,090	5,003	101,076	170,102	34,453	59,421

$f=20\text{MHz}$ 

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_z$ [A]	$P_{WY}$ [W]	$P_z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,000	0,000	0,775	0,000	26,350	13,174	0,000
0,707	8,966	0,903	1,608	30,702	14,569	5,236
1,414	16,659	1,295	5,550	44,023	19,286	12,608
2,121	24,393	1,803	11,900	61,285	24,756	19,418
2,828	32,530	2,352	21,164	79,978	29,469	26,462
3,536	40,922	2,925	33,492	99,450	33,017	33,677
4,243	49,414	3,508	48,835	119,272	35,222	40,944
4,950	57,838	4,090	66,905	139,046	36,006	48,117
5,657	65,963	4,655	87,022	158,267	35,460	54,985
6,152	71,295	5,030	101,660	171,010	34,441	59,447

 $f=25\text{MHz}$ 

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_z$ [A]	$P_{WY}$ [W]	$P_z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,000	0,000	0,775	0,000	26,350	13,174	0,000
0,707	8,711	0,900	1,518	30,600	14,562	4,960
1,414	16,170	1,273	5,229	43,282	19,079	12,082
2,121	23,598	1,758	11,137	59,765	24,374	18,635
2,828	31,336	2,284	19,639	77,649	29,055	25,292
3,536	39,297	2,831	30,885	96,251	32,689	32,088
4,243	47,357	3,389	44,854	115,212	35,138	38,931
4,950	55,381	3,948	61,341	134,215	36,290	45,704
5,657	63,196	4,497	79,875	152,881	36,254	52,246
6,435	71,225	5,070	101,460	172,366	35,045	58,863

 $f=30\text{MHz}$ 

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_z$ [A]	$P_{WY}$ [W]	$P_z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,000	0,000	0,775	0,000	26,350	13,174	0,000
0,707	8,199	0,892	1,345	30,328	14,507	4,433
1,414	14,797	1,245	4,379	42,330	19,022	10,345
2,121	21,606	1,671	9,336	56,824	23,797	16,430
2,828	28,653	2,132	16,420	72,478	28,068	22,655
3,536	35,848	2,612	25,702	88,811	31,561	28,940
4,243	43,116	3,104	37,180	105,543	34,129	35,227
4,950	50,385	3,602	50,773	122,451	35,707	41,464
5,657	57,552	4,097	66,245	139,305	36,288	47,554
6,364	64,424	4,585	83,009	155,883	36,066	53,251
7,071	69,331	5,158	96,136	175,386	39,110	54,814
7,354	71,026	5,371	100,894	182,611	40,291	55,251

Punkty charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza wyznaczone podczas symulacji PSPICE (.TRAN):

Tabela dla rys. 5.39 – 5.41, p.5.5:

$f$ [MHz]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_Z$ [A]	$P_{WY}$ [W]	$P_Z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
1	29,204	3,152	17,057	107,178	47,792	15,915
2	38,363	3,166	29,434	107,637	40,172	27,346
3	41,299	3,162	34,112	107,522	37,267	31,726
4	42,448	3,155	36,037	107,253	35,968	33,600
5	42,951	3,144	36,896	106,882	35,252	34,520
6	43,174	3,131	37,280	106,464	34,775	35,016
7	43,244	3,117	37,401	105,992	34,439	35,287
8	43,223	3,103	37,365	105,485	34,181	35,422
9	43,146	3,087	37,232	104,961	33,963	35,472
10	43,032	3,071	37,035	104,417	33,778	35,468
11	42,887	3,056	36,786	103,887	33,646	35,410
12	42,723	3,040	36,505	103,363	33,513	35,317
13	42,543	3,024	36,198	102,802	33,382	35,211
14	42,337	3,011	35,848	102,357	33,327	35,023
15	42,132	2,997	35,502	101,912	33,271	34,836
16	41,939	2,983	35,178	101,422	33,188	34,684
17	41,727	2,964	34,823	100,766	33,032	34,558
18	41,488	2,949	34,425	100,276	32,984	34,330
19	41,221	2,936	33,983	99,814	32,975	34,047
20	40,922	2,925	33,492	99,450	33,017	33,677
21	40,618	2,916	32,996	99,154	33,113	33,278
22	40,350	2,907	32,562	98,821	33,155	32,951
23	40,118	2,881	32,189	97,961	32,924	32,859
24	39,685	2,853	31,498	97,009	32,770	32,469
25	39,297	2,831	30,885	96,251	32,689	32,088
26	38,857	2,799	30,197	95,163	32,492	31,732
27	38,316	2,759	29,362	93,799	32,235	31,303
28	37,651	2,712	28,352	92,198	31,951	30,751
29	36,842	2,660	27,147	90,450	31,675	30,013
30	35,848	2,612	25,702	88,811	31,561	28,940



**D.3. Zastosowane przyrządy pomiarowe**

Wykaz przyrządów laboratoryjnych użytych przy badaniu transformatorów (p. 6.1):

- Miernik impedancji Tesla BM650
- Mostek LCR Hameg HMS3010

Wykaz przyrządów laboratoryjnych użytych do pomiarów zbudowanego wzmacniacza mocy (rozdział 7):

- Z – zasilacz stabilizowany, typ DF1760SL10A
- $Z_{pol}$  – zasilacz stabilizowany, typ ZT-980-2
- V – multimetr cyfrowy, typ M-3610
- A – multimetr cyfrowy, typ M-3610
- G – generator mocy w. cz., typ Rohde&Shwarz 1020.2005.52
- W – badany wzmacniacz
- OSC – oscyloskop cyfrowy 4 – kanałowy, typ TDS2014B
- $R_O$  – obciążenie  $50\Omega/100W$ , typ Rohde&Shwarz 200.0019

**D.4. Wyniki pomiarów charakterystyk zbudowanego wzmacniacza**

Wyniki pomiarów charakterystyk parametrów energetycznych zbudowanego wzmacniacza :

Tabele dla rys. 7.27 – 7.31, p. 7.4.2:

 $f=3\text{MHz}$ 

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WE(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_Z$ [A]	$P_{WE}$ [W]	$P_{WY}$ [W]	$P_Z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,00	0,00	0,00	0,780	0,000	0,780	26,52	26,520	0,000
0,40	0,20	3,50	0,832	0,001	0,832	28,29	28,044	0,866
0,80	0,40	7,21	0,977	0,003	0,977	33,22	32,181	3,130
1,20	0,59	11,30	1,195	0,007	1,195	40,63	38,083	6,286
1,60	0,78	15,30	1,463	0,012	1,463	49,74	45,072	9,412
2,02	0,99	19,90	1,780	0,020	1,780	60,52	52,620	13,087
2,40	1,18	24,00	2,090	0,028	2,090	71,06	59,568	16,212
2,78	1,36	28,00	2,400	0,037	2,400	81,60	65,957	19,216
3,20	1,57	32,60	2,750	0,049	2,750	93,50	72,294	22,733
3,60	1,76	37,00	3,080	0,062	3,080	104,72	77,402	26,146
3,98	1,96	41,40	3,400	0,077	3,400	115,60	81,398	29,653
4,42	2,17	46,10	3,760	0,094	3,760	127,84	85,430	33,248
4,84	2,38	50,70	4,110	0,113	4,110	139,74	88,443	36,790
5,24	2,57	55,20	4,440	0,132	4,440	150,96	90,151	40,369
5,62	2,75	59,40	4,770	0,151	4,770	162,18	91,764	43,512
6,02	2,98	63,60	5,110	0,178	5,110	173,74	93,018	46,563
6,38	3,15	67,20	5,410	0,198	5,410	183,94	93,822	49,101
6,84	3,37	71,00	5,730	0,227	5,730	194,82	94,227	51,750

 $f=5\text{MHz}$ 

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WE(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_Z$ [A]	$P_{WE}$ [W]	$P_{WY}$ [W]	$P_Z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,00	0	0,00	0,780	0,000	0,000	26,52	26,520	0,000
0,40	0,195	3,68	0,830	0,001	0,271	28,22	27,950	0,960
0,80	0,395	7,50	0,972	0,003	1,125	33,05	31,926	3,404
1,20	0,581	11,70	1,186	0,007	2,738	40,32	37,593	6,790
1,60	0,778	16,10	1,447	0,012	5,184	49,20	44,026	10,537
2,02	0,989	20,90	1,762	0,020	8,736	59,91	51,191	14,583
2,40	1,17	25,10	2,070	0,027	12,600	70,38	57,807	17,903
2,82	1,36	29,60	2,410	0,037	17,523	81,94	64,454	21,385
3,20	1,56	34,10	2,720	0,049	23,256	92,48	69,272	25,147
3,60	1,75	38,70	3,040	0,061	29,954	103,36	73,467	28,980
3,98	1,95	43,20	3,360	0,076	37,325	114,24	76,991	32,672
4,42	2,16	48,10	3,720	0,093	46,272	126,48	80,301	36,585
4,84	2,36	52,80	4,080	0,111	55,757	138,72	83,075	40,194
5,24	2,54	57,10	4,410	0,129	65,208	149,94	84,861	43,490
5,62	2,72	61,20	4,730	0,148	74,909	160,82	86,059	46,579
6,02	2,92	65,90	5,090	0,171	86,856	173,06	86,374	50,188
6,38	3,12	69,40	5,360	0,195	96,327	182,24	86,107	52,857
6,60	3,24	71,10	5,510	0,210	101,104	187,34	86,446	53,968

$f=10\text{MHz}$ 

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WE(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_Z$ [A]	$P_{WE}$ [W]	$P_{WY}$ [W]	$P_Z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,00	0,00	0,00	0,780	0,000	0,000	26,52	26,520	0,000
0,40	0,19	3,66	0,831	0,001	0,268	28,25	27,987	0,948
0,80	0,37	7,58	0,968	0,003	1,149	32,91	31,766	3,492
1,20	0,55	11,70	1,174	0,006	2,738	39,92	37,184	6,859
1,60	0,73	16,10	1,430	0,011	5,184	48,62	43,446	10,663
2,02	0,92	20,80	1,727	0,017	8,653	58,72	50,082	14,736
2,40	1,09	25,20	2,030	0,024	12,701	69,02	56,343	18,402
2,78	1,26	29,20	2,340	0,032	17,053	79,56	62,539	21,434
3,20	1,45	33,90	2,670	0,042	22,984	90,78	67,838	25,319
3,60	1,62	38,30	2,980	0,052	29,338	101,32	72,035	28,956
3,98	1,80	42,70	3,300	0,065	36,466	112,20	75,799	32,501
4,42	1,99	47,60	3,660	0,079	45,315	124,44	79,204	36,415
4,84	2,19	52,30	4,010	0,096	54,706	136,34	81,730	40,125
5,24	2,37	56,80	4,350	0,112	64,525	147,90	83,488	43,627
5,62	2,53	60,80	4,660	0,128	73,933	158,44	84,635	46,663
6,02	2,71	64,80	4,980	0,147	83,981	169,32	85,486	49,599
6,38	2,88	67,70	5,220	0,166	91,666	177,48	85,980	51,649
6,84	3,09	70,80	5,490	0,191	100,253	186,66	86,598	53,709

 $f=15\text{MHz}$ 

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WE(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_Z$ [A]	$P_{WE}$ [W]	$P_{WY}$ [W]	$P_Z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,00	0,00	0,00	0,780	0,000	0,000	26,52	26,520	0,000
0,40	0,18	3,60	0,829	0,001	0,259	28,19	27,927	0,920
0,79	0,35	7,26	0,963	0,002	1,054	32,74	31,690	3,220
1,20	0,52	11,40	1,174	0,005	2,599	39,92	37,322	6,512
1,60	0,69	15,50	1,436	0,009	4,805	48,82	44,028	9,841
2,02	0,87	20,00	1,738	0,015	8,000	59,09	51,107	13,538
2,40	1,03	23,80	2,040	0,021	11,329	69,36	58,052	16,333
2,82	1,19	27,90	2,360	0,028	15,568	80,24	64,700	19,402
3,20	1,35	32,10	2,670	0,036	20,608	90,78	70,208	22,701
3,60	1,52	36,20	2,990	0,046	26,209	101,66	75,497	25,781
4,02	1,72	40,80	3,340	0,059	33,293	113,56	80,326	29,317
4,42	1,88	44,70	3,650	0,071	39,962	124,10	84,209	32,201
4,78	2,04	48,60	3,950	0,083	47,239	134,30	87,144	35,174
5,24	2,23	53,10	4,330	0,099	56,392	147,22	90,927	38,305
5,62	2,39	56,50	4,630	0,114	63,845	157,42	93,689	40,557
6,02	2,53	59,90	4,930	0,128	71,760	167,62	95,988	42,811
6,38	2,68	62,60	5,180	0,144	78,375	176,12	97,888	44,501
6,84	2,87	65,80	5,490	0,165	86,593	186,66	100,232	46,391
7,24	3,02	68,20	5,730	0,182	93,025	194,82	101,978	47,749
7,76	3,25	70,90	5,980	0,211	100,536	203,32	102,995	49,447

$f=20\text{MHz}$ 

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WE(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_z$ [A]	$P_{WE}$ [W]	$P_{WY}$ [W]	$P_z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,00	0,00	0,00	0,780	0,000	0,000	26,52	26,520	0,000
0,40	0,17	3,57	0,833	0,001	0,255	28,32	28,068	0,900
0,80	0,35	7,26	0,975	0,002	1,054	33,15	32,098	3,180
1,20	0,52	10,90	1,185	0,005	2,376	40,29	37,919	5,898
1,60	0,70	14,70	1,461	0,010	4,322	49,67	45,362	8,700
2,02	0,88	18,80	1,761	0,015	7,069	59,87	52,821	11,806
2,40	1,05	22,70	2,080	0,022	10,306	70,72	60,436	14,573
2,82	1,23	26,70	2,410	0,030	14,258	81,94	67,712	17,400
3,20	1,39	30,20	2,700	0,039	18,241	91,80	73,598	19,870
3,64	1,57	34,50	3,040	0,049	23,805	103,36	79,604	23,031
4,02	1,75	38,50	3,350	0,061	29,645	113,90	84,316	26,027
4,42	1,92	42,30	3,670	0,074	35,786	124,78	89,068	28,679
4,78	2,08	45,80	3,960	0,087	41,953	134,64	92,774	31,159
5,18	2,25	49,60	4,270	0,101	49,203	145,18	96,078	33,891
5,62	2,44	53,50	4,610	0,119	57,245	156,74	99,614	36,522
6,02	2,57	56,60	4,880	0,132	64,071	165,92	101,981	38,616
6,46	2,76	60,10	5,180	0,152	72,240	176,12	104,032	41,018
6,84	2,92	63,10	5,450	0,171	79,632	185,30	105,838	42,975
7,24	3,09	65,90	5,720	0,191	86,856	194,48	107,815	44,661
7,68	3,26	68,40	5,950	0,213	93,571	202,30	108,941	46,254
8,12	3,46	70,7	6,160	0,239	99,970	209,44	109,710	47,732

 $f=25\text{MHz}$ 

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WE(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_z$ [A]	$P_{WE}$ [W]	$P_{WY}$ [W]	$P_z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,00	0,00	0,00	0,780	0,000	0,000	26,52	26,520	0,000
0,40	0,19	3,64	0,830	0,001	0,265	28,22	27,956	0,939
0,80	0,38	7,27	0,980	0,003	1,057	33,32	32,266	3,172
1,20	0,57	10,90	1,207	0,007	2,376	41,04	38,668	5,790
1,60	0,77	14,40	1,490	0,012	4,147	50,66	46,525	8,186
2,02	0,98	18,20	1,817	0,019	6,625	61,78	55,172	10,724
2,40	1,17	21,60	2,140	0,027	9,331	72,76	63,456	12,825
2,82	1,36	25,20	2,500	0,037	12,701	85,00	72,336	14,942
3,20	1,56	28,60	2,810	0,049	16,359	95,54	79,229	17,123
3,64	1,79	32,70	3,170	0,064	21,386	107,78	86,458	19,842
4,02	1,98	36,40	3,490	0,078	26,499	118,66	92,239	22,332
4,42	2,18	40,20	3,800	0,095	32,321	129,20	96,974	25,016
4,84	2,40	44,20	4,140	0,115	39,073	140,76	101,802	27,758
5,24	2,57	47,60	4,460	0,132	45,315	151,64	106,457	29,883
5,62	2,77	50,90	4,750	0,153	51,816	161,50	109,837	32,084
6,02	3,00	54,30	5,070	0,180	58,970	172,38	113,590	34,209
6,46	3,23	58,00	5,380	0,209	67,280	182,92	115,849	36,781
6,84	3,43	61,00	5,650	0,235	74,420	192,10	117,915	38,740
7,24	3,63	64,30	5,920	0,264	82,690	201,28	118,854	41,082
7,68	3,85	67,10	6,120	0,296	90,048	208,08	118,328	43,276
8,04	4,03	69,40	6,280	0,325	96,327	213,52	117,518	45,114
8,32	4,18	70,70	6,39	0,349	99,970	217,26	117,640	46,014

$f=30\text{MHz}$ 

$E_{g(RMS)}$ [V]	$U_{WE(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_Z$ [A]	$P_{WE}$ [W]	$P_{WY}$ [W]	$P_Z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
0,00	0,00	0,00	0,780	0,000	0,000	26,52	26,520	0,000
0,40	0,22	3,69	0,831	0,001	0,272	28,25	27,983	0,964
0,80	0,43	7,53	0,986	0,004	1,134	33,52	32,394	3,383
1,20	0,65	11,10	1,217	0,008	2,464	41,38	38,922	5,955
1,60	0,87	14,60	1,511	0,015	4,263	51,37	47,126	8,298
2,02	1,10	18,20	1,846	0,024	6,625	62,76	56,163	10,555
2,40	1,31	21,40	2,190	0,034	9,159	74,46	65,335	12,301
2,82	1,55	25,30	2,550	0,048	12,802	86,70	73,946	14,766
3,20	1,77	28,70	2,880	0,063	16,474	97,92	81,509	16,824
3,60	1,99	32,30	3,210	0,079	20,866	109,14	88,353	19,118
4,02	2,23	36,10	3,580	0,099	26,064	121,72	95,755	21,413
4,42	2,45	39,40	3,900	0,120	31,047	132,60	101,673	23,414
4,84	2,69	43,10	4,250	0,145	37,152	144,50	107,493	25,711
5,24	2,95	46,50	4,580	0,174	43,245	155,72	112,649	27,771
5,62	3,17	49,70	4,870	0,201	49,402	165,58	116,379	29,836
6,02	3,39	52,80	5,160	0,230	55,757	175,44	119,913	31,781
6,46	3,64	56,30	5,490	0,265	63,394	186,66	123,531	33,962
6,84	3,87	59,30	5,750	0,300	70,330	195,50	125,470	35,974
7,24	4,09	62,20	6,010	0,335	77,377	204,34	127,298	37,867
7,68	4,35	65,30	6,260	0,378	85,282	212,84	127,937	40,069
8,04	4,57	67,6	6,450	0,418	91,395	219,30	128,322	41,676
8,42	4,78	69,7	6,610	0,457	97,162	224,74	128,035	43,233
8,60	4,89	70,5	6,680	0,478	99,405	227,12	128,193	43,768
8,70	4,95	71,1	6,720	0,490	101,104	228,48	127,866	44,251

Wyniki pomiarów charakterystyk częstotliwościowych zbudowanego wzmacniacza:

Tabele dla rys. 7.32 – 7.37, p.7.4.3:

$$E_{g(RMS)} = 5,82\text{V}$$

$f$ [MHz]	$U_{WE(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_Z$ [A]	$P_{WY}$ [W]	$P_Z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]	WFS
3	2,87	60,8	4,89	73,933	166,26	92,492	44,468	1,1
4	2,87	62,7	4,89	78,626	166,26	87,799	47,291	1,1
5	2,84	63,3	4,88	80,138	165,92	85,944	48,299	1,2
6	2,79	63,6	4,85	80,899	164,90	84,156	49,060	1,2
7	2,74	63,4	4,82	80,391	163,88	83,639	49,055	1,2
8	2,71	63,4	4,80	80,391	163,20	82,956	49,259	1,3
9	2,66	62,7	4,75	78,626	161,50	83,016	48,685	1,3
10	2,60	62,0	4,7	76,880	159,80	83,055	48,110	1,4
11	2,55	60,7	4,67	73,690	158,78	85,220	46,410	1,4
12	2,50	59,7	4,68	71,282	159,12	87,963	44,798	1,5
13	2,47	58,8	4,69	69,149	159,46	90,433	43,364	1,5
14	2,45	58,4	4,7	68,211	159,80	91,709	42,685	1,5
15	2,43	57,4	4,7	65,895	159,80	94,023	41,236	1,5

16	2,41	56,6	4,67	64,071	158,78	94,825	40,352	1,6
17	2,41	55,7	4,65	62,050	158,10	96,166	39,247	1,6
18	2,42	55,4	4,67	61,383	158,78	97,514	38,659	1,5
19	2,48	55,6	4,72	61,827	160,48	98,776	38,526	1,5
20	2,54	55,7	4,75	62,050	161,50	99,579	38,421	1,4
21	2,57	55,0	4,73	60,500	160,82	100,452	37,620	1,4
22	2,61	53,9	4,73	58,104	160,82	102,852	36,130	1,4
23	2,66	53,0	4,75	56,180	161,50	105,462	34,786	1,3
24	2,72	52,0	4,77	54,080	162,18	108,248	33,346	1,3
25	2,79	51,7	4,82	53,458	163,88	110,578	32,620	1,2
26	2,85	51,2	4,87	52,429	165,58	113,314	31,664	1,1
27	2,95	51,0	4,91	52,020	166,94	115,094	31,161	1,1
28	3,05	50,8	4,94	51,613	167,96	116,533	30,729	1,2
29	3,13	50,6	4,94	51,207	167,96	116,949	30,488	1,3
30	3,17	49,9	4,88	49,800	165,92	116,321	30,015	1,3

$$E_{g(RMS)} = 1,6V$$

$f$ [MHz]	$U_{WE(RMS)}$ [V]	$U_{WY(RMS)}$ [V]	$I_Z$ [A]	$P_{WY}$ [W]	$P_Z$ [W]	$P_{str}$ [W]	$\eta$ [%]
3	0,795	15,8	1,502	4,993	51,07	46,088	9,777
4	0,792	16,2	1,495	5,249	50,83	45,594	10,326
5	0,794	16,5	1,494	5,445	50,80	45,364	10,719
6	0,781	16,6	1,489	5,511	50,63	45,127	10,886
7	0,775	16,6	1,488	5,511	50,59	45,093	10,893
8	0,765	16,6	1,478	5,511	50,25	44,753	10,967
9	0,757	16,6	1,476	5,511	50,18	44,684	10,982
10	0,747	16,6	1,476	5,511	50,18	44,684	10,982
11	0,735	16,6	1,476	5,511	50,18	44,684	10,982
12	0,727	16,5	1,480	5,445	50,32	44,886	10,821
13	0,716	16,3	1,481	5,314	50,35	45,050	10,553
14	0,707	16,2	1,485	5,249	50,49	45,251	10,396
15	0,699	16,2	1,498	5,249	50,93	45,693	10,306
16	0,697	16,0	1,504	5,120	51,14	46,026	10,013
17	0,696	15,8	1,508	4,993	51,27	46,289	9,738
18	0,701	15,7	1,518	4,930	51,61	46,692	9,552
19	0,706	15,6	1,524	4,867	51,82	46,959	9,393
20	0,712	15,5	1,535	4,805	52,19	47,395	9,207
21	0,721	15,3	1,541	4,682	52,39	47,723	8,936
22	0,726	15,1	1,551	4,560	52,73	48,184	8,648
23	0,74	15,0	1,563	4,500	53,14	48,653	8,468
24	0,755	14,9	1,571	4,440	53,41	48,985	8,313
25	0,771	14,9	1,579	4,440	53,69	49,258	8,271
26	0,79	14,9	1,589	4,440	54,03	49,598	8,219
27	0,805	15,1	1,598	4,560	54,33	49,785	8,393
28	0,834	15,2	1,606	4,621	54,60	49,997	8,462
29	0,859	15,3	1,609	4,682	54,71	50,039	8,558
30	0,884	15,3	1,610	4,682	54,74	50,074	8,553