

POLITECHNIKA ŁÓDZKA

ZESZYTY NAUKOWE

Nr 468

ROZPRAWY NAUKOWE

ZESZYT SIEDEMDZIESIĄTY

ŁÓDŹ 1985



Ze zbiorów Biblioteki Politechniki Łódzkiej

A. Materka - Projektowanie wielkosygnalowych układów mikrofalowych z tranzystorami polowymi typu MESFET

Błędy dostrzeżone w druku

Str.	Wiersz	Jest	Powinno być
7	19 od góry	półprzewodnikami	półprzewodnikowymi
19	6 od dołu	rozpraszania	rozproszenia
28	6 od góry	podpowiedzią	odpowiedzią
37	4 od dołu	Elementy Z_G i Z_L	Elementy Z'_G i Z'_L
48	11 od dołu	danych [78]	danych [58]
48	3 od dołu	$P_{osc m} = 13,8mW$	$P'_{osc m} = 13,8mW$
49	wzór (4.15)	$P_{osc m} =$	$P'_{osc m} =$
49	1 od dołu	wyjściowej, $P_{osc m}$.	wyjściowej, $P'_{osc m}$
56	11 od dołu	$P_{osc m} = 37mW$	$P'_{osc m} = 37mW$
75	17 od dołu	przetwarzania mocy prądu zmiennego	przetwarzania energii zasilania w energię drgań wielkiej częstotliwości

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ

НАУЧНЫЕ ЗАПИСКИ

ЛОДЗИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

SCIENTIFIC BULLETIN OF ŁÓDŹ TECHNICAL UNIVERSITY

BULLETIN SCIENTIFIQUE DE L'ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE ŁÓDŹ

WISSENSCHAFTLICHE HEFTE

DER TECHNISCHEN HOCHSCHULE IN ŁÓDŹ



Czyt. St. 28 $\frac{\text{Elek}}{\text{Hab.}}$

2095/R

Redaktor Działu: doc. dr n.t. Kazimierz Stępniewski

Adres Redakcji – Адрес Редакции – Editor's Office
Adresse de Redaction – Schriftleitungsadresse:

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ

93-005 Łódź, ul. Wólczajska 219

ISSN 0137-4834

Nakład 75+73 egz. Ark. wyd. 2,6. Ark. druk. 2 12/16. Papier powielacz. kl. III, 70 g, 70×100.

Maszynopis wpłynął do Redakcji 16.II.1985 r. Przekazano do składu 3.II.1985 r.

Podpisano do druku 18.III.1985 r. Druk ukończono w kwietniu 1985 r.

Zamówienie 66/85. Cena zł 39,-

Wykonano w Zakładzie Poligraficznym PL, 93-005 Łódź, ul. Wólczajska 223

91-330/85



Ze zbiorów Biblioteki Politechniki Łódzkiej

**SPIS TREŚCI – СОДЕРЖАНИЕ – CONTENTS
SOMMAIRE – INHALT**

Andrzej Materka – Projektowanie wielkosygnalowych układów mikrofalowych z tranzystorami polowymi typu MESFET	5
Проектирование цепей СВЧ на полевых транзисторах с затвором Шоттки при больших уровнях сигнала	
Large-signal design of microwave circuits using MESFET field-effect transistors	

(praca habilitacyjna)





ANDRZEJ MATERKA
Instytut Elektroniki

PROJEKTOWANIE WIELKOSYGNAŁOWYCH UKŁADÓW MIKROFALOWYCH Z TRANZYSTORAMI POLOWYMI TYPU MESFET

Opiniodawca: prof. dr hab. Zdzisław Korzec

Manuskrypt dostarczono 18 VI 1984

Pracę poświęcono zagadnieniom modelowania wielkosygnalowych właściwości tranzystorów polowych typu MESFET oraz metodom projektowania mikrofalowych generatorów jedno- i wielotranzystorowych. Zaproponowano zmodyfikowany model przyrządu, uwzględniający zjawisko przebicia napięciowego złącza bramka-kanal. Opracowano efektywny algorytm i programy numerycznego wyznaczania wielkosygnalowych charakterystyk dynamicznych układów z tranzystorami MESFET w stanie ustalonym. Opracowano nową konstrukcję generatora wieloelementowego z rezonatorem wnękowym, nie wymagającą stosowania stratnych obciążeń stabilizujących. Przedstawiono metodę projektowania generatorów pozwalającą na określenie zarówno częstotliwości jak i poziomu mocy generowanych drgań, przy maksymalnej dla danego tranzystora sprawności przetwarzania. Użyteczność opracowanej metodyki projektowania generatorów oraz teoretycznie określone własności proponowanego układu potwierdzono doświadczalnie badaniami generatorów jedno- i wielotranzystorowych w paśmie 10 GHz.

Wykaz ważniejszych oznaczeń. - 1. Wstęp. - 2. Analiza właściwości mikrofalowego tranzystora polowego. - 2.1. Teoria i właściwości aktywne tranzystora. - 2.2. Wielkosygnalowe charakterystyki dynamiczne tranzystora. - 3. Modele wielkosygnalowe tranzystorów polowych typu MESFET wykorzystywane w projektowaniu układów mikrofalowych. - 3.1. Metody opisu wła-



ściwości dynamicznych tranzystorów MESFET. - 3.2. Modele fizyczne tranzystora. - 3.3. Wielkosygnalowe schematy zastępcze tranzystorów MESFET. - 3.4. Przykład numerycznego wyznaczania charakterystyk dynamicznych tranzystora dla stanu ustalonego. - 4. Projektowanie jednotranzystorowych generatorów mikrofalowych. - 4.1. Uwagi ogólne. - 4.2. Metody projektowania jednotranzystorowych generatorów mikrofalowych. - 4.3. Projektowanie generatorów mocy. - 4.4. Wyniki badań. - 5. Wielotranzystorowe układy generacyjne. - 5.1. Uwagi ogólne. - 5.3. Generatory wielotranzystorowe. - 5.4. Wyniki badań. - 6. Zakończenie. - 7. Literatura.

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEN

- a - grubość kanału tranzystora, szerokość falowodu
- B - susceptancja
- b - wysokość falowodu
- C - pojemność
- c - długość rezonatora prostopadłościennego
- D - współczynnik dyfuzji, dren
- E - natężenie pola elektrycznego
- F - funkcja
- f - częstotliwość
- G - konduktancja, bramka
- g - konduktancja małosygnalowa, małosygnalowe wzmocnienie mocy
- I - natężenie prądu
- i - wartość chwilowa prądu
- J - gęstość prądu
- $j = \sqrt{-1}$
- k - stała Boltzmanna, liczba naturalna
- L - długość bramki
- n - koncentracja elektronów, liczba naturalna
- P - moc
- Q - ładunek, dobroć
- q - ładunek elementarny
- R - rezystancja
- S - źródło tranzystora
- [S] - falowa macierz rozproszenia
- T - temperatura, okres
- t - czas
- U - potencjał
- V - napięcie



- v - wartość chwilowa napięcia, prędkość unoszenia elektronów
 W - szerokość bramki
 X - reaktancja
 Y - admitancja
 Z - impedancja
 Z_0 - impedancja charakterystyczna przewodnicy falowej
 β - współczynnik sprzężenia
 Γ - współczynnik odbicia
 ϵ - przenikalność elektryczna
 ρ - sprawność
 θ - kąt
 λ - długość fali
 μ - ruchliwość elektronów
 τ - czas przelotu, stała czasowa
 Φ - przesunięcie fazowe
 ω - pulsacja

1. WSTĘP

Tranzystory polowe typu MESFET są obecnie najbardziej perspektywicznymi półprzewodnikami przyrządami mikrofalowymi - ze względu na dużą wartość maksymalnej częstotliwości generacji, duże wzmocnienie mocy, dużą sprawność przetwarzania i niewielką wartość współczynnika szumów. Tranzystory te umożliwiają uzyskanie mocy wyjściowej około 10W przy częstotliwości 10GHz [55] oraz sprawności przetwarzania 72% przy częstotliwości 2,45GHz [71]. Oczekuje się dalszego polepszenia własności użytkowych tranzystorów MESFET przez udoskonalenie technologii wytwarzania warstw epitaksjalnych, wdrożenie submikronowych technik wytwarzania bramki i kształtowanie profilu domieszek w kanale [86, 88]. Planarność struktury tranzystora MESFET umożliwia wykonanie przyrządu aktywnego łącznie z obwodami dopasowującymi na tej samej płytce półprzewodnika. Stwarza to możliwość daleko idącej miniaturyzacji układów i zwiększenia ich niezawodności przy jednoczesnym obniżeniu kosztów wytwarzania. Wymienione właściwości wskazują na szczególną przydatność tranzystorów polowych typu MESFET do wzmacniania i generacji mikrofal. W przypadku wzmacniaczy uzyskuje się duże wzmocnienie mocy i dużą sprawność energetyczną przy stosunkowo niskim poziomie zniekształceń intermodulacyjnych. Wysoką sprawność przetwarzania uzyskuje się również w układach generacyjnych.

Niezależnie od sposobu włączenia tranzystora jego sprawność przetwarzania, a tym samym moc wyjściowa są ograniczone maksymalnymi wartościami prądu drenu i napięcia dren-źródło. Jednym ze sposobów zwiększe-



nia mocy dysponowanej jest wybór takiej konstrukcji tranzystora, która umożliwia uzyskanie największego stosunku mocy wyjściowej do powierzchni zajmowanej przez tranzystor [36]. Możliwe jest także równoległe łączenie wielu elementarnych struktur MESFET we wspólnej oprawce, z użyciem obwodów dopasowujących [55]. Dąży się też do zwiększenia dopuszczalnych napięć dren-źródło [84], jednakże występują tu ograniczenia materiałowe i konstrukcyjne [3]. Na przykład szerokość bramki nie może być zwiększana nadmiernie ze względu na wzrost reaktancji pasozytniczych. Z drugiej strony, ze względów użytkowych ważny pozostaje nadal problem uzyskania niezawodnego źródła o jak największej mocy wyjściowej w zadanym pasmie częstotliwości. Stymuluje to badania w zakresie sumowania mocy wielu dyskretnych przyrządów MESFET w układach generatorów i wzmacniaczy - z możliwie małymi stratami.

Przy uwzględnieniu ograniczonych możliwości dostrajania obwodów mikrofalowych i wysokich kosztów eksperymentów celowe jest opracowanie efektywnych metod projektowania tych układów [21]. Stosowanie komputerowych metod analizy jest tu szczególnie uzasadnione. Ułatwiają one interpretację zadania projektowego tak od strony jakościowej, jak i ilościowej i w efekcie pozwalają na optymalne wykorzystanie własności tranzystora przy zmniejszeniu zakresu kosztownych i czasochłonnych eksperymentów.

Ze względu na duże znaczenie praktyczne wymienionych wyżej zagadnień niniejszą rozprawę poświęcono opracowaniu wielkosygnalowych modeli tranzystorów MESFET i nowych efektywnych metod projektowania generatorów i wzmacniaczy z tymi tranzystorami. Zadania pracy sprowadzono do rozwiązania następujących problemów:

- 1) wyboru wielkosygnalowych modeli tranzystorów MESFET szczególnie przydatnych do projektowania mikrofalowych wzmacniaczy i generatorów mocy,
- 2) opracowania nowych modeli lub modyfikacji dotychczas znanych w celu zapewnienia dużej wierności odwzorowania i uproszczenia metod identyfikacji i syntezy,
- 3) opracowania nowych efektywnych metod maszynowego projektowania wzmacniaczy i generatorów mikrofalowych,
- 4) weryfikacji opracowanych metod poprzez badania układów wzmacniacza i wielotranzystorowych generatorów mocy,
- 5) oceny przydatności opracowanych przez autora wielkosygnalowych modeli tranzystorów MESFET i zaproponowanych metod syntezy.

W rozdziale 2 omówiono właściwości aktywne tranzystora MESFET i zjawiska fizyczne ograniczające moc wyjściową tranzystora przy danej częstotliwości. W oparciu o typowe wielkosygnalowe charakterystyki dynamiczne tranzystora określono optymalne warunki pracy w układzie generatora mocy.



W rozdziale 3 ustosunkowano się do opublikowanych dotychczas sposobów opisu wielkosygnalowych właściwości tranzystorów MESFET. Zaproponowano prosty i dokładny model stałoprądowy tranzystora z uwzględnieniem zależności nachylenia charakterystyk wyjściowych przyrządu od polaryzacji bramki. Model ten wykorzystano w wyprowadzonym dalej wielkosygnalowym modelu dynamicznym tranzystora uwzględniającym główne zjawiska nieliniowe ograniczające moc wyjściową. Opracowana metoda identyfikacji parametrów modelu wielkosygnalowego wymaga wyłącznie pomiarów charakterystyk małosygnalowych i stałoprądowych przyrządu. Rozdział 3 zakończono przykładem wyznaczania charakterystyk dynamicznych tranzystora z użyciem wspomnianego modelu i opracowanego przez autora programu komputerowego obliczania odpowiedzi układu wzmacniacza z tranzystorem MESFET na pobudzenia okresowe. Przedyskutowano wyniki obliczeń i pomiarów w układzie z wybranym tranzystorem mikrofalowym średniej mocy.

We wstępie rozdziału 4 omówiono najważniejsze problemy związane z procesem projektowania tranzystorowych generatorów mikrofalowych, które w istocie są układami nieliniowymi, wieloparametrowymi. Dlatego też w rozdziale tym wskazano na celowość sprowadzenia zagadnienia projektowania generatora do syntezy odpowiedniego dla danego tranzystora liniowego zewnętrznego obwodu sprzężenia zwrotnego. Przy projektowaniu tego obwodu korzysta się zarówno z czwórnikowego, jak i dwójnikowego opisu warunków generacji. Ma to na celu efektywne wykorzystanie opracowanych modeli tranzystora i uproszczenie w możliwie największym stopniu procedury projektowania.

W rozdziale 4.2 wyznaczono, przy użyciu szeregów Voltery, wzory analityczne pozwalające wyrazić warunki generacji układów z tranzystorami MESFET w formie typowej dla generatorów dwójnikowych. Przedyskutowano zalety takiego sposobu reprezentacji układu generatora. Na przykładzie obwodu z nieliniowościami rzędu trzeciego określono związki między mocą maksymalną generatora a zastępczymi admitancjami Voltery dla nieliniowej części układu. Dalej przedstawiono przybliżoną metodę projektowania generatorów z użyciem uproszczonego wielkosygnalowego schematu zastępczego tranzystora [65, 66], pozwalającą na analityczne ujęcie fizycznego uwarunkowania problemu optymalizacji układu generatora mocy. Weryfikację eksperymentalną podanych w rozdziale 4 zależności stanowią wyniki badań opisane w rozdziale 4.4. Wykazują one poprawność przedstawionej metodyki projektowania i użyteczność opracowanych w rozdziale 3 modeli tranzystora MESFET.

Rozdział 5 poświęcono zagadnieniom projektowania wielotranzystorowych układów generacyjnych, to jest generatorów z kilkoma tranzystorami polowymi typu MESFET. Jako pierwsze rozważono zagadnienie sumowania mo-



cy drgań mikrofalowych - w celu wyboru metody sumowania zapewniającej maksymalną sprawność energetyczną. Zaproponowano nową konstrukcję generatora wieloelementowego z rezonatorem wnąkowym, nie wymagającą stosowania stratnych obciążeń stabilizujących używanych w znanych rozwiązaniach tego typu. Tym samym, nowy układ cechuje maksymalna sprawność przetwarzania, a także łatwość niezależnych regulacji jego podstawowych parametrów - ważna w praktycznych zastosowaniach. Korzystając z wniosków rozdziału czwartego przedstawiono metodykę projektowania generatora wielotranzystorowego. Proponowaną metodykę projektowania potwierdzono doświadczalnie przez badania generatorów dwu-, trój- i czterotranzystorowych.

2. ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI MIKROFALOWEGO TRANZYSTORA POLOWEGO

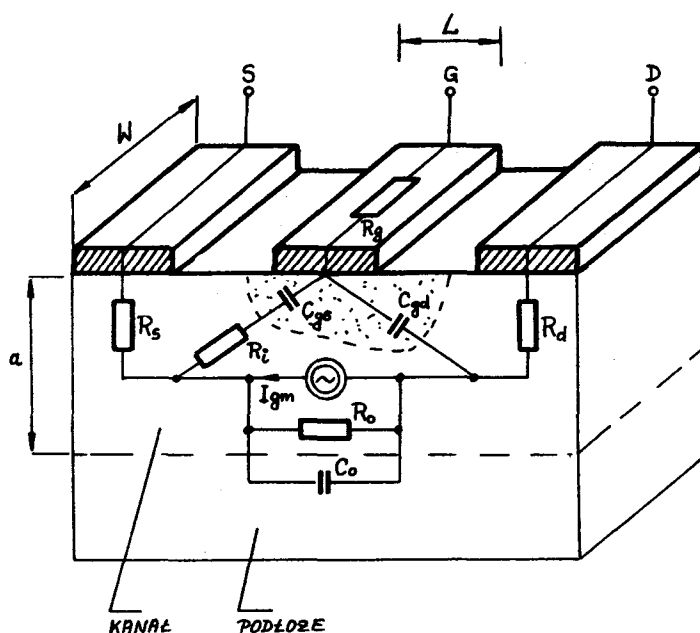
2.1. Teoria i właściwości aktywne tranzystora

Od czasu wykonania przez Meada [53] pierwszego tranzystora MESFET z arsenku galu przyrząd ten, chociaż ciągle ulepszany, zachował w większości rozwiązań swoją prostą konstrukcję*. Zarys struktury przyrządu, wraz z uproszczonym obwodem zastępczym, przedstawiono na rys. 2.1. Na półizolacyjnym podłożu z GaAs (o rezystywności rzędu $10^7 \Omega \text{cm}$) wytworzona jest epitaksjalnie warstwa półprzewodnika typu n, o grubości a, stanowiąca kanał tranzystora. Koncentracja domieszek w kanale jest rzędu 10^{17} donorów w 1 cm^3 , a grubość kanału, zwanego warstwą aktywną, wynosi $0,1 \mu\text{m}$ - $0,4 \mu\text{m}$. Na powierzchni warstwy aktywnej znajduje się złącze metal-półprzewodnik z barierą Schottky'ego tworzące bramkę tranzystora oraz omowe doprowadzenia drenu i źródła.

Zasada działania tranzystora z bramką Schottky'ego nie różni się istotnie od zasady działania tranzystora polowego ze złączem p-n. W obu przypadkach zmiany napięcia między bramką i kanałem zmieniają grubość obszaru zubożonego złącza bramkowego, co jest równoważne z modulacją zastępczej rezystancji kanału. Jednakże zjawiska fizyczne zachodzące w strukturze tranzystora mikrofalowego MESFET są bardziej złożone. Stosunkowo mała odległość między drenem i źródłem tych przyrządów sprawia, że natężenie pola elektrycznego w kanale osiąga duże wartości już przy niewielkich napięciach dren-źródło. Dlatego istotnym czynnikiem rzutującym na przebieg zjawisk fizycznych w kanale jest nieliniowa zależność pręd-

* Oryginalną konstrukcję tranzystora MESFET, z bramką i drenem po jednej stronie płytki półprzewodnika i źródłem umieszczonym pod bramką po przeciwnej stronie płytki, zaproponowali Berenz, Dalman oraz Lee [5].

kości unoszenia nośników od pola elektrycznego. Jest ona szczególnie złożona w przypadku półprzewodników, w których są możliwe elektronowe przejścia energetyczne (np. w przypadku GaAs lub InP) - z zakresem ujemnej ruchliwości przyrostowej nośników. Jakościowy opis procesów zachodzących w kanale tranzystorów krzemowego i z arsenku galu w warunkach silnego pola elektrycznego podano w pracy [48]. Znaczny wkład w zrozumienie zasad działania przyrządów MESFET wniosły prace [43, 37, 67, 90, 91] poświęcone dwuwymiarowej analizie zjawisk związanych z przepływem prądu w kanale. Wyniki tych prac wykazują między innymi, że klasyczne metody analizy, opracowane dla tranzystora krzemowego o długim ($L/a \gg 1$) kanale, nie mogą być stosowane do badania mikrofalowych tranzystorów MESFET wykonanych z arsenku galu. Ma to następujące uzasadnienie:



Rys. 2.1. Konstrukcja i uproszczony schemat zastępczy tranzystora MESFET

1) rozkład pola elektrycznego pod bramką jest dwuwymiarowy i shoc-kleyowskie "przybliżenie łagodnego kanału" nie jest spełnione,

2) grubość kanału jest porównywalna z długością Debye'a, zatem prąd dyfuzji elektronów nie może być zaniedbany.

3) pole elektryczne w obszarze między bramką i drenem przekracza przy typowych napięciach dren-źródło wartość krytyczną odpowiadającą maksymalnej prędkości unoszenia elektronów, mogą więc zaistnieć warunki

do formowania i ewentualnie unoszenia w kierunku drenu obszaru silnego pola elektrycznego zwanego domeną Gunna; zjawisko to wywiera wpływ na przebieg charakterystyk wyjściowych tranzystora MESFET w zakresie odpowiadającym nasyceniu tranzystorów polowych małej częstotliwości; charakterystyki statyczne tranzystora MESFET mogą być niestabilne lub stabilne z ujemną przyrostową przewodnością wyjściową bądź dodatnią przewodnością wyjściową - zależnie od wymiarów tranzystora, koncentracji domieszek w kanale i napięcia polaryzującego w obwodzie bramka-źródło.

4) prąd drenu jest sumą prądu kanału płynącego przez obszar neutralny i tak zwaną stacjonarną domenę Gunna oraz prądu upływu płynącego przez warstwę przejściową między kanałem i podłożem oraz samo podłoże [25], skończona przewodność podłoża maskuje zjawiska związane z ujemną ruchliwością przyrostową nośników; zjawiska te uwidaczniają się jednak poprzez zależność nachylenia charakterystyk wyjściowych tranzystorów MESFET od napięcia bramka-źródło V_{GS} [A6].

Wymienione różnice między właściwościami tranzystorów z długim kanałem i przyrządów mikrofalowych sprawiają, że klasyczne modele wielkosygnałowe tranzystora polowego nie zapewniają dostatecznej dokładności opisu statycznych i dynamicznych charakterystyk przyrządów z barierą Schottky'ego. Istnieje potrzeba opracowania nowych modeli wielkosygnałowych, odwzorowujących specyfikę zjawisk zachodzących w strukturze tranzystora z krótkim kanałem z arsenku galu czy fosforu indu. W pracach poświęconych tym zagadnieniom można wyróżnić dwie tendencje. Pierwsze podejście polega na wykorzystaniu modeli fizycznych w postaci równań opisujących zjawiska w kanale. W podejściu drugim poszukuje się funkcjonalnych modeli obwodowych tranzystora odwzorowujących jego własności zaciskowe. Wyniki prac na ten temat przedyskutowano w rozdziale trzecim.

Do analizy właściwości wzmacniających tranzystora MESFET przydatny jest jego małosygnałowy schemat zastępczy [17, 19, 89]. Schemat tego typu przedstawiono na rys. 2.2 [14]. Wyróżniono w nim elementy reprezentujące obszar, w którym zachodzą zjawiska decydujące o modulacji zastępczej rezystancji między drenem i źródłem (tzw. tranzystor wewnętrzny), elementy pasożytnicze struktury tranzystora (R_g, R_s, R_d), elementy przyporządkowane połączeniom między metalizacją elektrod tranzystora a wewnętrznymi zaciskami oprawki (L_g, L_s, L_d) i elementy przyporządkowane do przewodzenia oprawki ($L_1, L_2, L_3, C_1, C_2, C_3$). Znaczenie fizyczne poszczególnych elementów obwodu zastępczego zilustrowano w pierwszym przybliżeniu rysunkiem 2.1.

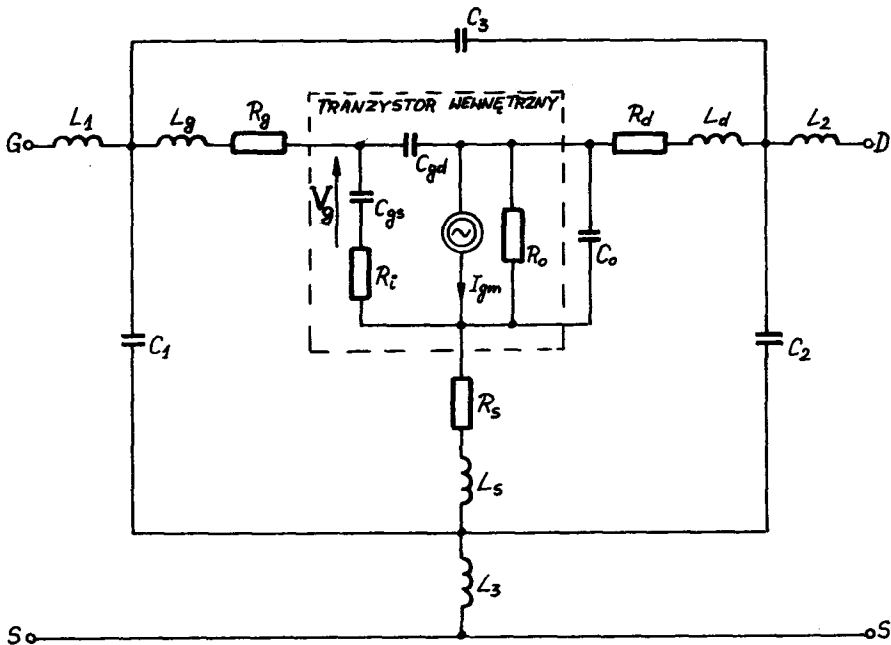
Pojemność ($C_{gs} + C_{gd}$) reprezentuje całkowitą pojemność bramka-kanał. Jeżeli traktować całkowity ładunek dodatni Q_t w kanale jako sumę ładunku przestrzennego zgromadzonego w obszarze zubożonym złącza bramkowego i ładunku stacjonarnej domeny Gunna, to pojemność C_{gs} i C_{gd} można wyznaczyć jako pochodne ładunku Q_t względem odpowiednich napięć wewnętrznych



obwodu [74]. Pojemność C_0 reprezentuje głównie sprzężenie elektrostatyczne między obszarami drenu i źródła i magazynowanie nośników w domenie Gunna [62, 74]. Rezystancja R_0 odzwierciedla zjawiska związane z nasyceniem prędkości unoszenia nośników w silnym polu elektrycznym, powstawaniem domeny Gunna i wpływ podłoża. Wydajność źródła I_{gm} określa równanie [48]

$$I_{gm} = g_m e^{-j\omega\tau} V_g, \quad (2.1)$$

gdzie: g_m oznacza transkonduktancję tranzystora wewnętrznego, natomiast τ reprezentuje zjawisko skończonej prędkości unoszenia elektronów w kanale.



Rys. 2.2. Małosygnałowy schemat zastępczy tranzystora MESFET uwzględniający elementy pasożytnicze oprawki

Analizę własności aktywnych przyrządu MESFET można przeprowadzić opierając się na schemacie zastępczym tranzystora wewnętrznego (rys.2.2) uzupełnionym rezystancjami R_g , R_s , R_d oraz indukcyjnościami L_g , L_s , L_d . Przy założeniu $\tau = 0$ można wyznaczyć przybliżoną zależność maksymalnego dysponowanego wzmocnienia mocy tranzystora (g_{max}) od elementów obwodu zastępczego i częstotliwości [57]

$$g_{\max} = \left(\frac{f_T}{f}\right)^2 \frac{1}{4 \frac{R_i + R_s + R_g + 0,5 \omega_T L_s}{R_o} + 2 \omega_T C_{gd} (R_i + R_s + 2R_g + \omega_T L_s)} \quad (2.2)$$

Wzór (2.2) jest słuszny w zakresie bezwarunkowej stabilności przyrządu, przy czym

$$\omega_T = 2\pi f_T = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}} \quad (2.3)$$

oznacza pulsację graniczną, przy której prąd bramki tranzystora wewnętrznego jest równy co do modułu prądowi generatora I_{gm} . Wartość unilateralnego wzmocnienia mocy określa zależność [57]

$$g_u = \left(\frac{f_T}{f}\right)^2 \frac{1}{4 \frac{R_i + R_s + R_g}{R_o} + 4\omega_T C_{gd} R_g} \quad (2.4)$$

Wzór (2.4) umożliwia wyznaczenie maksymalnej częstotliwości generacji*

$$f_{\max} = \frac{f_T}{2\sqrt{\frac{R_i + R_s + R_g}{R_o} + \omega_T C_{gd} R_g}} \quad (2.5)$$

Dla uzyskania dużych wartości wzmocnienia mocy i częstotliwości f_{\max} należy zminimalizować rezystancje R_i , R_s , R_g i pojemność C_{gd} oraz dążyć do uzyskania jak największych wartości parametrów R_o i f_T . Jedną z metod zwiększenia częstotliwości f_{\max} polega na zmniejszeniu długości bramki L . Zgodnie z [38] częstotliwość f_T maleje ze wzrostem L i dla krótkich bramek jest proporcjonalna do $1/L$. Możliwości zmniejszania długości bramki są jednak ograniczone rozdzielczością procesów wytwarzania [88]. Zwiększenie maksymalnej częstotliwości generacji można również osiągnąć przez dobór materiału półprzewodnikowego o optymalnych własnościach fizycznych.

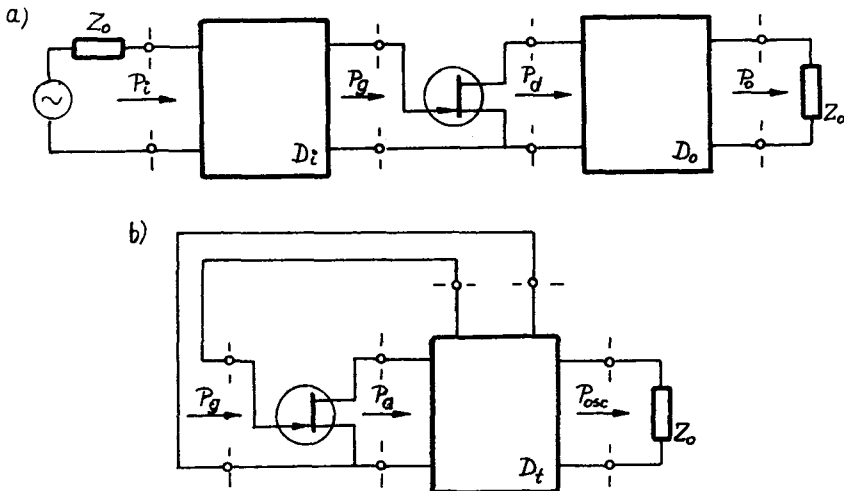
Analizę właściwości tranzystorów MESFET wykonanych z różnych materiałów półprzewodnikowych przeprowadzono z użyciem symulacji komputerowej [7]. Wyniki tych prac wskazują, że szczególnie korzystne właściwości mógłby mieć tranzystor z arsenku indu, dla którego obliczone wartości f_T są pięć razy większe niż w przypadku analogicznego przyrządu z arsenku galu. Trudności wykonania tranzystora z InAs są związane z wytwarzaniem złącza metal-półprzewodnik bramki z użyciem materiału o małej szerokości pasma zabronionego - wynoszącej w tym przypadku 0,35 eV. Pro-

* Przy wyprowadzaniu wzorów (2.2) - (2.5) założono, że $\tau = 0$. Uwzględnienie czasu przelotu jest możliwe [48], jakkolwiek otrzymane wyniki są dla tego przypadku mniej przejrzyste.

dukowane obecnie tranzystory mikrofalowe MESFET są wytwarzane z GaAs, co wynika z obecnych możliwości wykonawczych. Wartości maksymalnej częstotliwości generacji w tej grupie tranzystorów są rzędu kilkudziesięciu GHz. Pozwala to na konstruowanie wzmacniaczy i generatorów o sprawności przewyższającej sprawność innych znanych źródeł sygnału z elementami półprzewodnikowymi w zakresie mikrofal [71].

2.2. Wielkosygnalowe charakterystyki dynamiczne tranzystora

O możliwościach energetycznych tranzystorów polowych MESFET pracujących w generatorach i wzmacniaczach mocy można wnioskować z ich charakterystyk wielkosygnalowych opisujących tranzystor przy pobudzeniu harmonicznym. Na rys. 2.3a przedstawiono schemat blokowy wzmacniacza, w którym dla uproszczenia pominięto obwody zasilania. Układ ten można przekształcić w generator uzupełniając go obwodem dodatniego sprzężenia zwrotnego zapewniającym powstanie i podtrzymanie drgań i żądanej częstotliwości i amplitudzie. W praktycznych układach dopasowanie i dodatnie sprzężenie zwrotne zapewnia jeden obwód, w postaci trójwrotnika liniowego D_t jak na rys. 2.3b.



Rys. 2.3. Tranzystor polowy w układzie: a) wzmacniacza mocy, b) generatora

Założmy, że tranzystory w układach z rys. 2.3 są jednakowe i jednokowo spolaryzowane, a obwody D_i , D_o oraz D_t są bezstratne. Przyjmijmy ponadto, że przebiegi napięć i prądów na zaciskach dren-źródło i bramka-

-źródło są harmoniczne [69]. Moc sygnału dostarczoną do wejścia wzmacniacza i moc wydzieloną w obciążeniu oznaczono na rys. 2.3a odpowiednio przez P_i oraz P_o , przy czym Z_o jest impedancją charakterystyczną przewodnic falowych łączących wzmacniacz ze źródłem sygnału i obciążeniem. Sprawność wzmacniacza (power-added efficiency) wyraża się wzorem

$$\eta_{\text{add}} = \frac{P_o - P_i}{P_{\text{DC}}}, \quad (2.6)$$

gdzie P_{DC} jest mocą zasilania.

Dla przyjętych założeń zachodzą równości $P_g = P_i$ oraz $P_d = P_o$, gdzie P_g jest mocą czynną wydzielaną na zaciskach bramka-źródło tranzystora, a P_d jest mocą wyjściową dostarczoną do obwodu D_o . W tych warunkach zależność (2.6) można zapisać w postaci

$$\eta_{\text{add}} = \frac{P_d - P_g}{P_{\text{DC}}}. \quad (2.7)$$

Przy ustalonych warunkach zasilania i zadanej częstotliwości pobudzenia charakterystyka maksymalnego wzmocnienia mocy może być aproksymowana liniowo tylko przy niewielkich poziomach mocy sygnału wejściowego. Dla dużych poziomów mocy P_i moc wyjściowa osiąga wartość nasycenia P_{sat} , jak na rys. 2.4. Na rysunku tym przedstawiono również różnicę mocy $P_o - P_i$ jako funkcję mocy wejściowej. Wykazuje ona maksimum w punkcie $P_i = P_{\text{iopt}}$ określonym warunkiem

$$\frac{\partial P_o}{\partial P_i} = 1. \quad (2.8)$$

Wartości P_{iopt} , przy zaniedbaniu słabej dla typowych warunków zasilania tranzystora MESFET zależności mocy P_{DC} od P_i , odpowiada maksymalna sprawność wzmacniacza, η_{addm} . Sprawność generatora (dc-RF conversion efficiency) określa stosunek

$$\eta_{\text{osc}} = \frac{P_{\text{osc}}}{P_{\text{DC}}} = \frac{P_d - P_g}{P_{\text{DC}}}. \quad (2.9)$$

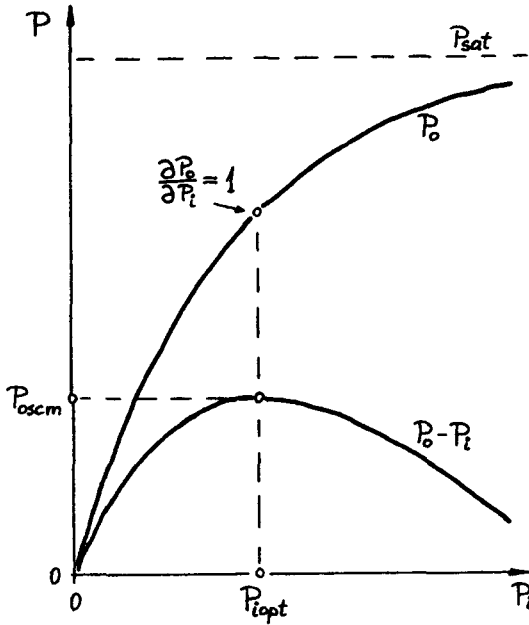
Z porównania wzorów (2.9) i (2.7) wynika, że wspomnianej wielkości P_{iopt} (i związanym z nią wartościami zastępczych impedancji obwodów D_i oraz D_o odniesionych do zacisków tranzystora) odpowiada maksimum mocy wyjściowej P_{oscm} i - w przybliżeniu - maksimum sprawności η_{oscm} generatora, pod warunkiem odpowiedniego doboru parametrów obwodu D_t . Opisują to zależności:

$$P_{\text{oscm}} = P_o - P_{\text{iopt}}, \quad (2.10)$$

$$\eta_{\text{oscm}} = \eta_{\text{addm}}, \quad (2.11)$$



przydatne do prognozowania parametrów generatora na podstawie typowych danych katalogowych tranzystora.



Rys. 2.4. Wielkosygnalowe charakterystyki dynamiczne tranzystora MESFET w układzie wzmacniacza dopasowanego na wejściu i wyjściu

Rozważania powyższe wskazują na przydatność charakterystyki dynamicznej $P_o(P_i)$ przyrządu MESFET (rys. 2.4) do określania optymalnych warunków pracy tranzystora w układach mocy. Dokładność odwzorowania wyznaczonej doświadczalnie charakterystyki $P_o(P_i)$ w warunkach maksymalnego wzmocnienia mocy tranzystora oraz odpowiadających jej charakterystyk impedancji źródła sygnału Z_G i obciążenia Z_L w funkcji mocy wejściowej może służyć do oceny jakości modeli wielkosygnalowych tranzystora MESFET. Kryterium to zostało wykorzystane w dalszych rozważaniach pracy przedstawionych w rozdziale 3.

Aproksymując zależność $P_o(P_i)$ różnicą funkcji wykładniczych [40] wyrażenie dla maksymalnej mocy wyjściowej generatora można przedstawić w postaci

$$P_{osc m} = P_{sat} \left[1 - \frac{1}{g_{max}} - \frac{\ln(g_{max})}{g_{max}} \right]. \quad (2.12)$$

Wynika stąd, że tranzystor mocy powinien się charakteryzować dużymi wartościami mocy P_{sat} i wzmocnienia g_{max} .

Związki między wzmocnieniem g_{max} i parametrami schematu zastępczego tranzystora omówiono w rozdziale 2.1. W przypadku tranzystorów mocy szczególnie uwagę należy zwrócić na minimalizację pasożytniczej indukcyjności L_s w obwodzie źródła. Przegląd wybranych rozwiązań konstrukcyjnych tranzystorów MESFET o małej zastępczej indukcyjności L_s podano w pracy [20].

Moc wyjściowa P_{sat} tranzystora jest w pierwszym przybliżeniu określona maksymalnym prądem drenu I_{Dm} i maksymalną amplitudą napięcia dren-źródło. O nasyceniu charakterystyki $P_o(P_i)$ decydują przewodzenie złącza bramkowego w zakresie małych napięć v_{ds} i dodatnich v_{gs} oraz zjawisko przebicia w zakresie dużych napięć v_{ds} i dużych, co do modułu, ujemnych napięć v_{gs} [20, 27]. Minimalna wartość napięcia dren-źródło w warunkach przewodzenia złącza bramkowego produkowanych współcześnie tranzystorów wynosi 1 V±2 V, a możliwości jej zmniejszenia przez odpowiedni dobór parametrów konstrukcyjnych przyrządu są niewielkie [28]. Dlatego zagadnienie uzyskania jak największej wartości napięcia przebicia jest jednym z podstawowych problemów badawczych w zakresie optymalizacji konstrukcji tranzystorów MESFET [84]. W praktyce, zwiększenie napięcia przebicia uzyskano wprowadzając obszary n^+ , na które nakłada się metalizacje drenu i źródła [31]. Realizuje się to również przez umieszczenie elektrody bramki we wgłębieniu w warstwie epitaksjalnej [33]. Z analizy numerycznej struktury z bramką zagłębioną w warstwie epitaksjalnej wynika, że wartość chwilowa napięcia v_{ds} , poniżej której prąd przebicia może być zaniedbany, zależy w pewnym stopniu od częstotliwości [18]. Typowe wartości dopuszczalnego napięcia bramka-dren tranzystorów MESFET produkowanych seryjnie są rzędu 5 V±15 V.

Ograniczenie maksymalnego prądu drenu płynącego przez kanał tranzystora o danej szerokości bramki W , w warunkach polaryzacji bramki w kierunku przewodzenia, wynika ze zjawiska nasycenia prędkości unoszenia nośników ze wzrostem pola elektrycznego. Efekt ten ilustruje zależność [28]

$$I_{\text{Dm}} = gv_s N_D a W \alpha, \quad (2.13)$$

gdzie: v_s - prędkość nasycenia,

N_D - koncentracja domieszek w kanale,

a - grubość kanału,

W - szerokość bramki,

α - współczynnik mniejszy od jedności, ilustrujący zjawisko niepełnego otwarcia kanału.

Wartości N_D oraz a są praktycznie ustalone [48], zatem najprostszy sposób zwiększenia prądu I_{Dm} polega na zwiększeniu szerokości bramki W .



Towarzyszy temu wzrost liniowych wymiarów przyrzędu, przez co faza napięcia sterującego rezystancją kanału mogłaby się w zakresie częstotliwości mikrofalowych zmieniać wzdłuż krawędzi źródła. Prowadziłoby to do nadmiernej redukcji wzmocnienia mocy tranzystora przy większych częstotliwościach [30]. Dla utrzymania względnie dużej wypadkowej szerokości bramki, z zachowaniem równomierności wystereowanie poszczególnych fragmentów struktury bramka-kanał, stosuje się konstrukcje wielobramkowe - z metalizacją od kilku do kilkudziesięciu pasków źródła, bramki i drenu położonych równolegle na powierzchni płytki półprzewodnika [32, 36].

W każdym przypadku wzrostowi szerokości bramki towarzyszy wzrost pojemności bramka-źródło tranzystora. Wynikające z tego trudności dopasowania przyrzędu od strony wejścia wyznaczają praktycznie dopuszczalną szerokość bramki. W niektórych rozwiązaniach stosuje się obwody dopasowujące umieszczone wewnątrz oprawki tranzystora. Tak wykonane przyrządy mogą być łączone równolegle wewnątrz wspólnej oprawki. Wypadkowa szerokość bramki tranzystora tego typu może sięgać około 30 mm [55]. Odpowiadająca jej moc wyjściowa wzmacniacza jest rzędu 10 W przy częstotliwości 10GHz i sprawności $\eta_{add} = 14\%$. Nieefektywność sumowania mocy poprzez dopasowanie wewnętrzne ilustruje poniższy przykład. W pracy [55] opisano przyrząd utworzony przez równoległe połączenie czterech tranzystorów o szerokości bramki 7,2 mm, z których każdy może - w optymalnych warunkach - dostarczyć mocy 3,4 W przy podanej wyżej częstotliwości. Należy zwrócić uwagę na znaczne straty mocy wyjściowej poszczególnych tranzystorów struktury - rzędu 30%. Wyniki te wskazują na konieczność poszukiwania sprawniejszych metod sumowania mocy - poprzez realizację układów wielotranzystorowych. Przykłady rozwiązań tego zagadnienia przedstawiono w rozdziale piątym.

3. MODELE WIELKOSYGNAŁOWE TRANZYSTORÓW POŁOWYCH TYPU MESFET WYKORZYSTYWANE W PROJEKTOWANIU UKŁADÓW MIKROFALOWYCH

3.1. Metody opisu właściwości dynamicznych tranzystorów MESFET

W pierwszych pracach z zakresu projektowania tranzystorowych wzmacniaczy i generatorów mocy wykorzystywano małosygnalowe parametry falowej macierzy rozpraszania [S] tranzystora, co umożliwiało określenie częstotliwości drgań generatora z zadowalającą dokładnością [52]. Nierozwiązany pozostawał nadal problem wyznaczenia poziomu mocy wyjściowej i związanej z nią sprawności przetwarzania. Jedną z prób rozwiązania tego problemu było wprowadzenie wielkosygnalowych parametrów S [54, 40, 34]. Parametry te stanowią przybliżony opis oddziaływań między tranzy-



storem i liniowym obwodem zewnętrznym. Są one mierzone dla dużych sygnałów, przy określonej impedancji charakterystycznej przewodnic falo- wych dołączonych do zacisków tranzystora. Błąd wspomnianego przybliże- nia jest tym większy, im bardziej wartości zastępczych impedancji ob- wodu zewnętrznego widzianych na zaciskach tranzystora w układzie gene- ratora czy wzmacniacza różnią się od impedancji odniesienia [80].

Tucker [81] wykorzystał wielkosygnałowe parametry S do identyfi- kacji parametrów modelu tranzystora MESFET. Wykazał on, że dla uzyskania dostatecznie dużej dokładności odwzorowania wielkosygnałowych charak- terystyk dynamicznych tranzystora moc fali padającej na zaciskach wyjś- ciowych tranzystora przy pomiarze parametru S_{22} o typowej wartości ($|S_{22}| = 0,8$) powinna przewyższać nominalną wartość mocy wyjściowej przyrządu ponad dziesięciokrotnie. Tu należy podkreślić, że metody pro- jektowania z użyciem wielkosygnałowych parametrów czwórnikowych są po- prawne, o ile parametry te są funkcjami wyłącznie jednej wielkości, na przykład amplitudy fali padającej napięcia na zaciskach wejściowych tran- zystora [82, 34]. Ogranicza to oczywiście zakres zastosowań powyższej metody.

Inny, często stosowany, sposób opisu właściwości zaciskowych tran- zystora w zakresie mikrofal polega na odwzorowaniu zmierzonych krzy- wych stałej mocy wyjściowej, stałego poziomu zniekształceń intermo- dulacyjnych i innych parametrów na wykresie impedancji obciążenia (źród- ła sygnału) widzianej na zaciskach dren-źródło (bramka-źródło). Uzys- kane wykresy pozwalają na określenie warunków odpowiadających żądanym wartościom parametrów roboczych tranzystora i oszacowanie wrażliwości tych parametrów na zmiany impedancji dołączonych do jego zacisków. Po- trzebne dane pomiarowe wyznacza się w tak zwanych układach z wymuszonym obciążeniem (load-pull measurements), które można podzielić na dwie grupy: 1) układy wykorzystujące kalibrowane obwody strojenicowe [1], często sterowane automatycznie z użyciem komputera [16, 72] oraz 2) układy wykorzystujące pewien dodatkowy sygnał, pochodzący z generatora sygnału wejściowego, doprowadzony do zacisków badanych tranzystora ce- lem symulacji żądanego współczynnika odbicia [77, 63, 4].

Przy ocenie przydatności pomiarów metodą wymuszonego obciążenia na- leży zwrócić uwagę na znaczne skomplikowanie zestawów pomiarowych obu wymienionych grup. Ponadto trzeba pamiętać, że otrzymane charakterysty- ki są zależne od wielu parametrów ustalonych na czas pomiaru. Zatem wszechstronne badanie układu generatora czy wzmacniacza, przy uwzględ- nieniu różnych warunków pracy tranzystora, wymaga wielokrotnego prze- prowadzania czasochłonnych eksperymentów. Omawiane metody pomiarowe są przydatne w procesie doświadczalnego projektowania iteracyjnego według schematu: wykonanie układu o założonej topologii - strojenie - pomiary wielkości roboczych - modyfikacja układu. Z drugiej strony, współczes-



ne układy mikrofalowe, wykonywane głównie techniką niesymetrycznych linii paskowych, charakteryzują się ograniczonymi możliwościami dostrajania. Uzasadnia to konieczność opracowania bardziej efektywnych metod projektowania umożliwiających znalezienie optymalnych warunków pracy przy dużej liczbie zmiennych zadania projektowego.

Przedmiotem dalszych rozważań niniejszego rozdziału jest zatem zagadnienie modelowania wielkosygnałowych właściwości tranzystorów MESFET do celów projektowania z użyciem maszyny cyfrowej. Omówiono opisaną w literaturze modele wielkosygnałowe, ich wady i zalety w zastosowaniu do analizy układów mikrofalowych w stanie ustalonym. Zaproponowano zmodyfikowany model tranzystora MESFET uwzględniający główne efekty nieliniowe ograniczające moc wyjściową przyrządu. Przedstawiono wyniki obliczeń wielkosygnałowych charakterystyk dynamicznych tranzystora w układzie wzmacniacza uzyskane przy użyciu opracowanych przez autora programów. Słuszność proponowanego modelu tranzystora i użyteczność przyjętej metody wyznaczania charakterystyk dynamicznych układów w stanie ustalonym potwierdzono wynikami pomiarów przy częstotliwości 9,5GHz.

3.2. Modele fizyczne tranzystora

Właściwości elektryczne tranzystora MESFET mogą być omówione na podstawie wyników dwuwymiarowej analizy numerycznej tranzystora wewnętrznego, pokazanego na rys. 3.1 [43, 37, 67, 90, 91]. Działanie tranzystora opisują następujące równania:

$$\nabla^2 U = -\frac{q}{\epsilon} (N_D - n), \quad (3.1)$$

$$q \frac{\partial n}{\partial t} = \nabla \cdot \mathfrak{J}, \quad (3.2)$$

$$\mathfrak{J} = qn\vec{v} + qD\nabla n + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}, \quad (3.3)$$

do których rozwiązania niezbędna jest znajomość zależności prędkości unoszenia elektronów od pola elektrycznego w materiale półprzewodnikowym kanału. Zależność tę można w najprostszym przypadku aproksymować odcinkami prostych [90]

$$v(E) = \begin{cases} \mu E & E < E_c \\ v_s & E > E_c \end{cases} \quad (3.4)$$

Zjawisko ujemnej ruchliwości przyrostowej elektronów w GaAs opisuje zależność [91]

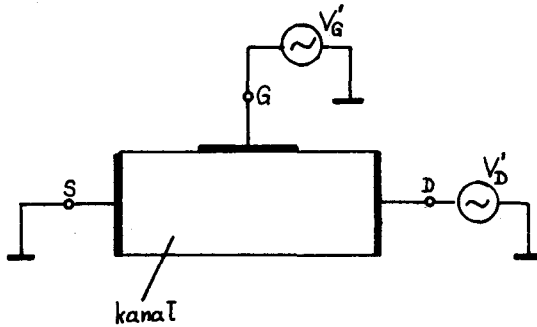
$$v(E) = \frac{\mu E + v_s \left(\frac{E}{E_0}\right)^4}{1 + \left(\frac{E}{E_0}\right)^4}, \quad (3.5)$$



gdzie: E_c i E_o są stałymi. Współczynnik dyfuzji we wzorze (3.3) można wyznaczyć z równania [91]

$$D(E) = \frac{kT}{q} \frac{v(E)}{E} + \frac{3}{2} \tau_r v^2(E), \quad (3.6)$$

gdzie τ_r jest czasem relaksacji.



Rys. 3.1. Uproszczony przekrój tranzystora do celów numerycznej analizy dwuwymiarowej

Układ powyższych równań można rozwiązać numerycznie metodą różnic skończonych. Ze względu na złożoność obliczeń są one mało przydatne do celów projektowania układów, jakkolwiek umożliwiają wyjaśnienie wielu zjawisk zachodzących w kanale tranzystora. Istotne skrócenie czasu obliczeń jest możliwe przy zastosowaniu pewnych zależności algebraicznych aproksymujących rzeczywisty rozkład koncentracji nośników w warstwie epitaksjalnej. Zależności te dobiera się tak, aby sprowadzić równania różniczkowe cząstkowe do układu równań zwyczajnych, mających rozwiązanie analityczne. Równania układu są wtedy funkcjami pewnych parametrów zależnych od stałych analizowanej struktury i warunków brzegowych. Parametry te muszą mieć jednakowe wartości we wszystkich równaniach. W ten sposób zagadnienie rozwiązywania równań (3.1)-(3.3) sprowadza się do iteracyjnego poszukiwania wspomnianych parametrów. W wyniku przyjętych uproszczeń uzyskuje się kilkusetkrotne skrócenie czasu obliczeń przy nieznanym obniżeniu dokładności uzyskiwanych rozwiązań [90]. Metodę tę wykorzystano do opracowania fizycznych modeli tranzystora MESFET przydatnych do wielkosygnałowej analizy układów. Należą do nich modele zaproponowane przez Shura i Eastmana [73] oraz Madjara i Rosenbauma [50]. W pracach tych dla wyznaczenia wartości chwilowych prądu bramki i drenu uwzględniono prądy przesunięcia związane ze zmianami ładunku zgromadzonego w kanale:

$$i_g = C_1 \frac{\partial v'_g}{\partial t} + C_2 \frac{\partial v'_d}{\partial t}, \quad (3.7)$$

$$i_d = I_D + C_3 \frac{\partial v'_g}{\partial t} + C_4 \frac{\partial v'_d}{\partial t}, \quad (3.8)$$

gdzie współczynniki C_1, C_2, C_3, C_4 zmieniają się w czasie, będąc funkcjami napięć v'_g i v'_d . Wzory (3.7) i (3.8) są równaniami dynamicznymi czwórnika nieliniowego reprezentującego tranzystor wewnętrzny. Dołączając do zacisków tego czwórnika elementy pasywnicze w postaci indukcyjności i pojemności doprowadzeń oraz zastępczych rezystancji źródła, bramki i drenu (por. rys. 2.2) otrzymuje się pełny model wielkosygnałowy tranzystora, przydatny do analizy układów.

Porównanie obliczonych i zmierzonych charakterystyk dynamicznych tranzystora MESFET [50] wykazuje jakościową zgodność wyników tak dla małych, jak i dla dużych sygnałów. Różnice między obliczonymi i zmierzonymi zależnościami mocy wyjściowej przy częstotliwości sygnału 2GHz od mocy wejściowej są mniejsze od 3dB i są wyjaśniane przez autorów cytowanej pracy nieuwzględnieniem w równaniach modelu zjawiska przebiecia bramka-dren oraz efektów związanych z ujemną ruchliwością elektronów w GaAs. Jednakże istotnym źródłem obserwowanych rozbieżności mogą być błędy w wyznaczaniu stałych materiałowych i konstrukcyjnych występujących w równaniach modelu tranzystora. Błędów tych nie oszacowano w pracy [50].

W pracy [51] przeprowadzono analizę wrażliwościową ukazującą wpływ parametrów technologicznych na poziom generowanej mocy. Przykładowo, 3-procentowa zmiana grubości kanału może prowadzić do 15-procentowej zmiany mocy wyjściowej generatora. Z opublikowanych ostatnio prac mogących mieć zastosowanie w badaniach tego rodzaju należy wymienić model opracowany przez Chuę i Singa [10]. Omawiane modele są mało przydatne w bezpośrednim projektowaniu aktywnych układów mikrofalowych. Do projektowania układów tego rodzaju bardziej odpowiednie są funkcjonalne modele obwodowe, których parametry wyznacza się z użyciem zmierzonych charakterystyk zaciskowych tranzystora. Modele takie są przedmiotem rozważań w rozdziale 3.3.

3.3. Wielkosygnałowe schematy zastępcze tranzystorów MESFET

Chronologicznie pierwszym i jednocześnie najbardziej złożonym wielkosygnałowym modelem obwodowym tranzystora MESFET jest model zaproponowany przez Willinga, Rauschera i de Santisa [87] do projektowania wzmacniaczy, generatorów i powielaczy częstotliwości. Schemat zastępczy tego modelu przedstawiono na rys. 3.2. Elementy $L_g, L_s, L_d, C_p, C_g, C_{ex}$ repre-



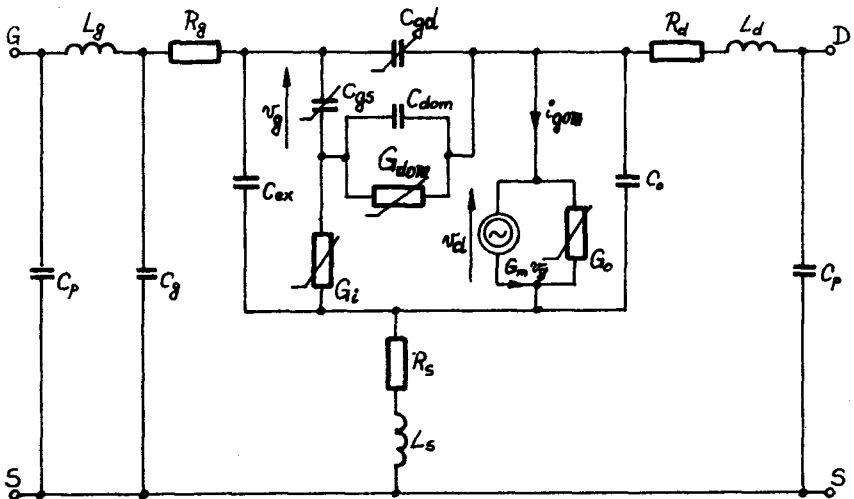
zentuują reaktancje pasożytnicze, dwójnik $C_{\text{dom}}G_{\text{dom}}$ odwzorowuje zjawisko akumulacji ładunku w stacjonarnej domenie Gunna. Interpretację fizyczną pozostałych elementów obwodu omówiono w rozdziale 2.1. Przedstawiony schemat zastępczy jest obwodem o stałych skupionych. Słuszność tego typu reprezentacji w zakresie częstotliwości do kilkunastu GHz udowodniono w pracach [64, 87, 76]. Przyjęto, że sześć spośród elementów schematu zastępczego, a mianowicie C_{gs} , G_i , C_{gd} , G_m , G_{dom} , G_o zależy od napięć. Wartość chwilową prądu płynącego przez dany element nieliniowy przedstawiono w postaci iloczynu wartości chwilowej tego elementu i odpowiednio napięcia lub pochodnej napięcia względem czasu. Dla konduktancji G iloczyn ten ma postać ogólną

$$i_g(t) = G [v_g(t), v_d(t)] v(t), \quad (3.9)$$

gdzie i_g jest wartością chwilową prądu płynącego przez element G , a wielkość v jest spadkiem napięcia na tym elemencie. W przypadku transkonduktancji G_m wielkość i_g jest wydajnością źródła prądowego (rys. 3.2), natomiast $v(t) = v_g(t)$. Podobnie, prąd płynący przez nieliniową pojemność C jest dany wzorem

$$i_c(t) = C [v_g(t), v_d(t)] \frac{dv_c(t)}{dt}, \quad (3.10)$$

gdzie v_c jest wartością chwilową napięcia na pojemności.



Rys. 3.2. Wielkosygnałowy schemat zastępczy tranzystora MESFET według [87]

Zależności funkcyjne $G(v_g, v_d)$ i $C(v_g, v_d)$ dla odpowiednich elementów obwodu wyznaczono przez dopasowanie charakterystyk zaciskowych tranzystora obliczonych z użyciem omawianego modelu do charakterystyk zmierzonych. Wykorzystano do tego celu zależności małosygnalowych parametrów S od częstotliwości i napięć zasilających. Funkcje $G(v_g, v_d)$ i $C(v_g, v_d)$ przybliżono kilkoma pierwszymi wyrazami szeregu Taylora dwóch zmiennych v_g i v_d [87]. Proces identyfikacji przeprowadzono w dwóch etapach. W pierwszym wyznacza się zależności małosygnalowych wartości elementów nieliniowych obwodu od składowych stałych napięć v_g i v_d^* , a w drugim określa szukane funkcje $G(v_g, v_d)$ i $C(v_g, v_d)$.

Model wykorzystano do obliczenia charakterystyk mocy wyjściowej wybranego tranzystora ($L = 1,7 \mu\text{m}$, $W = 600 \mu\text{m}$, $a = 0,32 \mu\text{m}$) obciążonego rezystancją, przy częstotliwości sygnału (2 GHz) i harmonicznych do piątej włącznie w funkcji mocy wejściowej [87, 64]. Wyznaczono także linie stałej mocy wyjściowej na wykresie impedancji obciążenia przy częstotliwości pobudzenia 8,5 GHz. Obliczenia przeprowadzono z użyciem programu analizy czasowej SYSCAP. Stwierdzono bardzo dobrą zgodność obliczonych i zmierzonych charakterystyk dynamicznych tranzystora. Niewielkie rozbieżności wyjaśniono zaniedbaniami zmian parametrów modelu przy zmianach temperatury kanału, powstających wskutek rozpraszania mocy prądu stałego płynącego przez tranzystor w rozpatrywanym zakresie napięć zasilających.

Model z rys. 3.2 odwzorowuje z dużą dokładnością wpływ poszczególnych zjawisk nieliniowych zachodzących w strukturze tranzystora na jego dynamiczne charakterystyki zaciskowe. Jednak identyfikacja równań nieliniowych elementów modelu wymaga przeprowadzenia wielu czasochłonnych pomiarów i wielokrotnego rozwiązywania zadań optymalizacyjnych o znacznej liczbie parametrów. Na przykład, w pracy [87] użyto do identyfikacji równań modelu charakterystyk modułu i fazy małosygnalowych parametrów S zmierzonych w zakresie częstotliwości od 1 GHz do 10 GHz przy czterdziestu wartościach napięć zasilających. Uzasadnia to konieczność uproszczenia modelu tak w sensie liczby elementów nieliniowych, jak i złożoności procedur identyfikacji. Możliwe są różne rozwiązania tak postawionego zadania, przy podobnej dokładności opisu wielkosygnalowych charakterystyk tranzystora MESFET [40, 76, 65, 66, A9]. Ilustracją głównych kierunków tych badań są prace [76] i [65].

Zlinearyzowany model wielkosygnalowy tranzystora MESFET Tajimy i współpracowników [76] opracowano przy założeniu, że dominującymi elementami nieliniowymi w ogólnym schemacie zastępczym (rys. 3.2) są: po-

* Próby analitycznego zapisu tych zależności z użyciem stałych materiałowych i konstrukcyjnych tranzystora podjęto w pracach [74, 10].

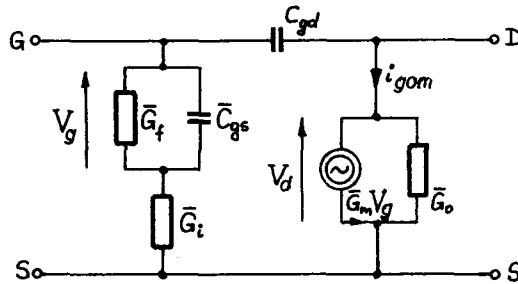


jemność bramki C_{gs} , przewodności G_o oraz G_i , transkonduktancja G_m i dioda idealna dołączona równolegle do pojemności C_{gs} . Reprezentuje ona prąd przewodzenia bramka-kanal. Zaniedbano elementy $C_{dom} G_{dom}$ schematu zastępczego z rys. 3.2. Przyjęto ponadto, że napięcia wewnętrzne $v_g(t)$ i $v_d(t)$ można przybliżyć przebiegami harmonicznymi:

$$v_g(t) = V_G + |V_g| \cos(\omega t + \phi), \quad (3.11)$$

$$v_d(t) = V_D + |V_d| \cos(\omega t), \quad (3.12)$$

gdzie: V_G i V_D są w przybliżeniu napięciami polaryzującymi odpowiednio bramkę i dren, V_g i V_d są amplitudami składowych zmiennych, a ϕ oznacza różnicę fazy między tymi składowymi. Zlinearyzowany schemat zastępczy tranzystora wewnętrznego, słuszny dla składowych zmiennych, przedstawiono na rys. 3.3. Wartości elementów \bar{C}_{gs} , \bar{G}_f , \bar{G}_i , \bar{G}_m i \bar{G}_o są stałe dla ustalonych wartości parametrów V_G , V_D , $|V_g|$, $|V_d|$ oraz ϕ . Do wyznaczenia wartości elementów schematu zastępczego niezbędna jest znajomość funkcji wiążących wartości chwilowe elementów nieliniowych z napięciami v_g i v_d .



Rys. 3.3. Zlinearyzowany wielkosygnałowy schemat zastępczy tranzystora wewnętrznego [76]

Do opisu pojemności C_{gs} przyjęto znaną zależność pojemności złącza skokowego od napięcia, natomiast prąd i_{gom} opisano następującą zależnością empiryczną [76]

$$i_{gom}(v_g, v_d) = i_1 \cdot i_2, \quad (3.13)$$

$$\text{gdzie: } i_1 = \frac{1}{k} \left\{ 1 + \frac{v_1}{V_p} - \frac{1}{m} + \frac{1}{m} \exp \left[-m \left(1 + \frac{v_1}{V_p} \right) \right] \right\},$$

$$i_2 = I_{dsp} \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{v_d}{V_{dss}} \right) - a \left(\frac{v_d}{V_{dss}} \right)^2 - b \left(\frac{v_d}{V_{dss}} \right)^3 \right] \right\},$$

$$k = 1 - \frac{1}{m} [1 - \exp(-m)],$$

$$V_p = V_{po} + pV_d + V_{bi},$$

$$V_1 = V_g - V_{bi}.$$

Parametrami powyższego opisu, odwzorowującego w przybliżeniu charakterystyki wyjściowe tranzystora, są wielkości I_{dsp} , V_{po} , V_{bi} , a , b , m , p i V_{dss} . Zgodnie ze schematem zastępczym z rys. 3.3 i wzorami (3.11) i (3.12) wartość chwilową prądu i_{gom} przybliżono zależnością

$$i_{gom}(t) = I_D + \bar{G}_m |V_g| \cos(\omega t + \Phi) + \bar{G}_o |V_d| \cos(\omega t). \quad (3.14)$$

Po pomnożeniu obu stron tej zależności przez $\sin(\omega t)$ i scałkowaniu za okres otrzymujemy

$$\bar{G}_m = - \frac{1}{\pi |V_g| \sin \Phi} \int_0^{2\pi} i_{gom}(t) \sin(\omega t) d(\omega t). \quad (3.15)$$

Podobnie

$$\bar{G}_o = \frac{1}{\pi |V_d| \sin \Phi} \int_0^{2\pi} i_{gom}(t) \sin(\omega t + \Phi) d(\omega t), \quad (3.16)$$

gdzie: $i_{gom}(t) = i_{gom}[v_g(t), v_d(t)]$ według wzoru (3.13). Analogicznie wyznacza się pozostałe elementy schematu zastępczego:

$$\bar{C}_{gs} = \frac{1}{\pi |V_g|} \int_0^{2\pi} \left[\int_0^{v_g} C_{gs}(u) du \right] \cos(\omega t) d(\omega t), \quad (3.17)$$

$$\bar{C}_f = \frac{I_s \exp(\alpha V_G)}{\pi |V_g|} \int_0^{2\pi} \exp[\alpha |V_g| \cos(\omega t)] \cos(\omega t) d(\omega t), \quad (3.18)$$

przy czym I_s oraz α są parametrami równania diody idealnej odwzorowującej prąd przewodzenia bramki

$$i_f = I_s [\exp(\alpha v_g) - 1]. \quad (3.19)$$

Wartość przewodności G_i otrzymujemy z zależności:

$$\frac{\bar{C}_{gs}}{G_i} = \tau_i, \quad (3.20)$$

gdzie τ_i jest parametrem modelu.

W analizie układów z użyciem rozważanego modelu należy ustalić warunki zasilania tranzystora V_G i V_D . Następnie oblicza się numerycznie wartości wyrażeń (3.15)+(3.18) i (3.20) dla przyjętych wstępnie wartości zmiennych niezależnych $|V_g|$, $|V_d|$, Φ . Otrzymane wyniki, po podstawieniu do równań obwodu liniowego z rys. 3.3 uzupełnionego elementami



pasożytniczymi oraz obwodami wejściowym i wyjściowym, pozwalają wyznaczyć nowe wartości $|V_g|$, $|V_d|$, Φ . Wielkości te mogą być użyte do "aktualnienia" wartości elementów \bar{C}_{gs} , \bar{C}_f , \bar{C}_i , \bar{G}_m , \bar{G}_o - w procesie iteracji prostej. Zlinearyzowany model wielkosygnalowy tranzystora MESFET, zaproponowany w pracy [76], jest więc modelem iteracyjnym, a wartości jego elementów otrzymuje się łącznie z podpowiedzią obwodu dla danego wymuszenia*.

Omawiany model wykorzystano do wyznaczenia charakterystyk generatora i wzmacniacza z dwoma różnymi tranzystorami MESFET ($L = 0,7 \mu\text{m}$, $W = 250 \mu\text{m}$ i $L = 1 \mu\text{m}$, $W = 400 \mu\text{m}$) przy częstotliwości 10 GHz [76]. W pracy [76] nie podano jednak żadnych informacji o sposobie wyznaczenia parametrów modelu dla badanych tranzystorów. Podano jedynie wartości poszczególnych parametrów. Uniemożliwia to ocenę wkładu pracy i czasu obliczeń niezbędnych dla identyfikacji modelu. Obliczone i zmierzone charakterystyki dynamiczne analizowanych układów wykazują dobrą zgodność dla małych mocy i pewne rozbieżności w zakresie dużych sygnałów. Autorzy cytowanej publikacji uzasadniają to nieuwzględnieniem zjawiska przebiecia bramka-dren w równaniach modelu. Stwierdzono ponadto słabą zależność parametrów \bar{C}_{gs} , \bar{C}_i , \bar{G}_m i \bar{G}_o od wielkości sygnału oraz gwałtowny wzrost przewodności \bar{C}_f w zakresie nasycenia charakterystyk $P_o(P_i)$.

Wyniki te potwierdzają tezę, że dominującymi zjawiskami nieliniowymi w tranzystorze MESFET są: przewodzenie i przebiecie złącza bramka-kanał, co jest zgodne z wnioskami prac [20, 27]. Zjawiska te powinny być uwzględnione w modelach przyrzędu. Z przeprowadzonej analizy wynika możliwość zaniedbania niektórych efektów nieliniowych, to jest zastąpienia odpowiednich elementów nieliniowych elementami liniowymi. Może to prowadzić do uproszczenia modelu i skrócenia czasu obliczeń w procedurach projektowania wspomagane go komputerem.

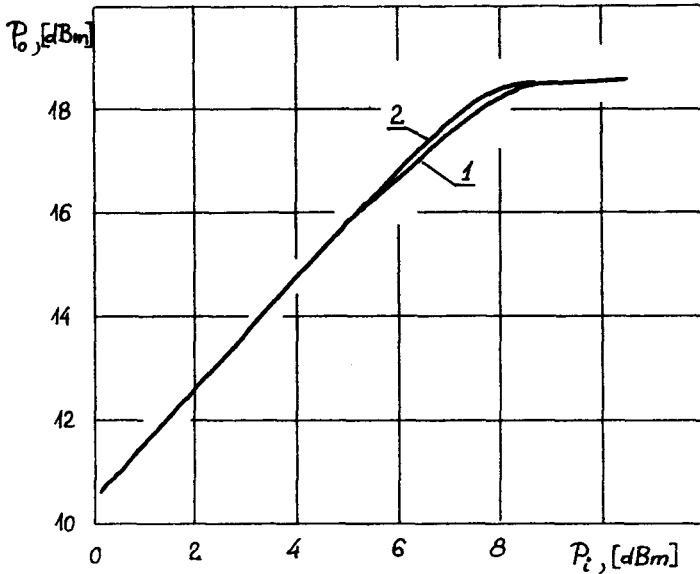
Korzystając z danych podanych przez Tajmę i innych [76] obliczono charakterystyki $P_o(P_i)$ wzmacniacza z tranzystorem MESFET dla dwóch przypadków: 1) przy stałej wartości konduktancji \bar{G}_i - równej wartości małosygnalowej, 2) przy wielkości \bar{G}_i zależnej od amplitudy sygnału zgodnie z wzorami (3.20) i (3.17). Obliczenia przeprowadzono z użyciem programu opracowanego dla maszyny liczącej Odra 1204 według algorytmu iteracyjnego objaśnionego wyżej**. Przykładowe wyniki przedstawiono na rys. 3.4. Rozbieżności między dwiema charakterystykami nie przekraczają wartości 0,2 dB, a więc są niewielkie w porównaniu z dokładnością pomiaru mocy.

* Jak wynika z przykładów opracowanych w Instytucie Elektroniki Politechniki Łódzkiej, opisywana procedura iteracyjna bywa rozbieżna dla dużych sygnałów wejściowych. Cechę tę należy zaliczyć do wad podanej w [76] koncepcji.

** Program przygotowano w ramach prac Problemu Resortowego I.8. "Teoria Obwodów i Układów Elektronicznych" MNSzWiT.



Potwierdza to wniosek, że przyjęcie niezależnej od napięć przewodności G_i nie wprowadza nadmiernych błędów odwzorowania charakterystyki dynamicznej $P_o(P_i)$. Przyjęcie stałej wartości G_i upraszcza ponadto równania modelu i skraca czas obliczeń w przypadku analizy i syntezy układów [A10].



Rys. 3.4. Obliczone charakterystyki wzmacniacza z tranzystorem MESFET dla danych z pracy [76], przypadek B

(1) $\bar{G}_i = \text{const}$, (2) $C_{gs}/\bar{G}_i = \text{const}$

Uproszczony model wielkosygnałowy tranzystora MESFET Rauschera i Wilinga [65] został opracowany do projektowania generatorów i wzmacniaczy mocy z użyciem programów syntezy obwodów liniowych. Charakteryzuje on wielkosygnałowe własności tranzystora przy ustalonych warunkach zasilania, wyznaczających klasę pracy przyrządu - najczęściej A lub AB [71]. Zmierzone w tych warunkach zależności wielkosygnałowych parametrów S od mocy wejściowej i wyjściowej dla wielu typów tranzystorów wskazują, że parametry S_{11} i S_{12} w niewielkim stopniu zależą od mocy wejściowej, a wartości modułu $|S_{12}|$ są bliskie zera [54, 40, 81]. Oznacza to, że impedancja wejściowa tranzystora praktycznie nie zależy od wielkości sygnału wejściowego. Z drugiej strony, parametry S_{21} i S_{22} są funkcjami mocy na wyjściu, a wartości optymalnej admitancji obciążenia dla różnych poziomów mocy mogą być zobrazowane liniami stałej susceptancji [81]. Powyższe spostrzeżenia, łącznie z analizą wrażliwościową [65] dowodzą, że

najważniejszymi elementami nieliniowymi w schemacie zastępczym tranzystora MESFET są: transkonduktancja G_m i konduktancja G_o , a pozostałe elementy obwodu z rys. 3.2 są liniowe. W tym ujęciu dwójnik w postaci źródła prądowego połączonego równolegle z konduktancją G_o jest pewnym makromodelem nieliniowych właściwości tranzystora. Wartość chwilowa prądu płynącego przez ten dwójnik jest funkcją napięć v_g i v_d

$$i_{gom}(t) = i_{gom}[v_g(t-\tau), v_d(t)], \quad (3.21)$$

gdzie: τ reprezentuje zjawiska związane ze skończonym czasem przelotu nośników przez kanał. Przy pobudzeniu okresowym zależności (3.21) można przedstawić w postaci szeregu Fouriera, co jest równoważne wyznaczeniu amplitud składowej podstawowej i harmonicznych prądu. W celu zapewnienia harmonicznych przebiegów sygnału na wyjściu układu niezbędne jest stosowanie filtrów pasmowo-przepustowych, stanowiących integralną część obwodu dopasowującego [69]. W warunkach dopasowania na zaciskach źródła sterowanego i_{gom} otrzymujemy

$$\text{Im} \{ Y_d(\omega) \} = \text{Im} \left\{ - \frac{I_{gom}(\omega)}{V_d(\omega)} \right\} = 0, \quad (3.22)$$

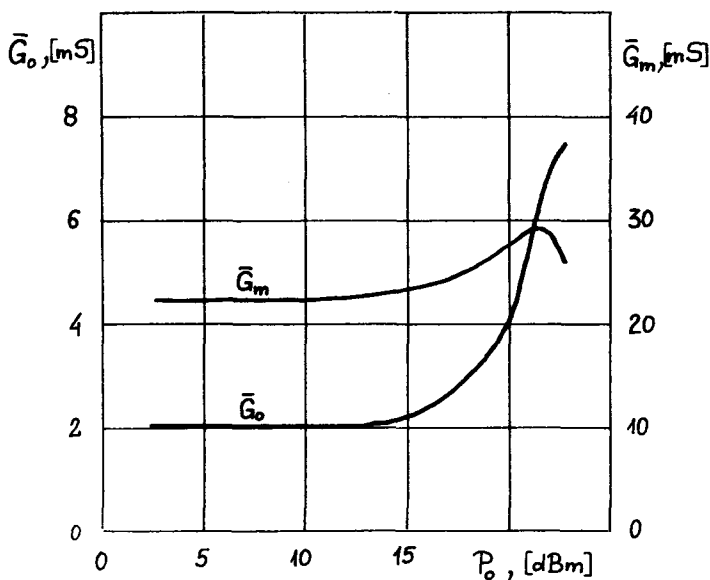
gdzie: $Y_d(\omega)$ jest zastępczą admitancją liniowej części schematu zastępczego tranzystora (z uwzględnieniem zewnętrznie dołączonych impedancji zaciskowych), widzianą na zaciskach elementu nieliniowego opisanego równaniem (3.21). Wzór (3.22) określa rezystancyjną linię obciążenia, $\text{Re} \{ Y_d(\omega) \}$, na wykresie charakterystyk prądowo-napięciowych tego elementu. Optymalna wartość $\text{Re} \{ Y_d(\omega) \}$, odpowiadająca maksymalnej mocy wyjściowej dla ustalonej mocy wejściowej tranzystora, jest zależna od poziomu napięcia sterującego $V_g(\omega)$. W ten sposób amplitudy zespolone $v_g(\omega)$ i $v_d(\omega)$ stają się wzajemnie zależne, co umożliwia wyrażenie nieliniowości tranzystora w funkcji jednej zmiennej. Najczęściej jest nią napięcie $V_d(\omega)$ lub moc $P_o(\omega)$ dostarczana do dopasowanego obciążenia. Związek między napięciem V_d i mocą P_o w żądanych warunkach pracy ($P_o = P_{nom}$), przy pominięciu pasożytniczego wpływu sprzężenia wewnętrznego w tranzystorze, można opisać zależnością

$$|V_d(\omega)| = \alpha(\omega) \sqrt{P_o(\omega)} = \alpha(\omega) \sqrt{P_{nom}}, \quad (3.23)$$

gdzie: $\alpha(\omega)$ jest współczynnikiem zależnym od elementów liniowych schematu zastępczego. Uwzględniając powyższe rozważania prąd I_{gom} można wyrazić następująco

$$I_{gom}(\omega) = v_g(\omega) \exp(j\omega\tau) \bar{G}_m(P_{nom}) + v_d(\omega) \bar{G}_o(P_{nom}), \quad (3.24)$$

gdzie: \bar{G}_m i \bar{G}_o są odpowiednio zastępczą transkonduktancją i konduktancją wyjściową dla dużych sygnałów. Na rys. 3.5 naszkicowano przykładowe zależności $\bar{G}_m(P_o)$ i $\bar{G}_o(P_o)$ dla tranzystora o wymiarach bramki: $L = 1,7 \mu\text{m}$, $W = 600 \mu\text{m}$ [65].



Rys. 3.5. Typowe zależności parametrów \bar{G}_m i \bar{G}_o makromodelu tranzystora [65] od mocy na wyjściu

Równanie (3.24) pozwala sprowadzić problem syntezy układu nieliniowego do zagadnienia projektowania układu liniowego, z użyciem metod analizy częstotliwościowej. Przy wyznaczaniu zależności (3.22)÷(3.24) założono dopasowanie tranzystora na wejściu i wyjściu. W praktyce okazuje się, że model ten zapewnia dobre przybliżenie charakterystyk tranzystora w warunkach bliskich dopasowania - co ma miejsce w rzeczywistych układach [65]. Można to wyjaśnić równą zeru wrażliwością mocy wyjściowej P_o na zmiany impedancji obciążenia w warunkach dopasowania, z definicji (patrz także rys. 3.11).

W celu identyfikacji parametrów makromodelu należy najpierw wyznaczyć elementy liniowe obwodu z rys. 3.2 oraz małosygnałowe wartości elementów \bar{G}_m i \bar{G}_o - metodą optymalizacyjną, z użyciem małosygnałowych parametrów S zmierzonych w pewnym przedziale częstotliwości i wybranych

warunkach zasilania. Następnie, dla ustalonej częstotliwości i żądanej mocy P_{nom} należy zmierzyć impedancję obciążenia zapewniającą dopasowanie tranzystora oraz wzmocnienie mocy w tych warunkach. Dane te służą do wyznaczenia, metodą optymalizacyjną, dwóch parametrów: $\bar{G}_m(P_{nom})$ i $\bar{G}_o(P_{nom})$.

Przedstawiony model jest szczególnie użyteczny w projektowaniu szerokopasmowych wzmacniaczy mocy i przestrajanych elektronicznie generatorów, ponieważ zgodnie z definicją [65] wielkości \bar{G}_m i \bar{G}_o nie zależą od częstotliwości. W pracy [65] podano potwierdzenie słuszności tego założenia - charakterystyki dynamiczne kilku różnych tranzystorów obliczone przy częstotliwości 12 GHz z użyciem modelu wyznaczonego dla częstotliwości 8,5 GHz praktycznie pokrywają się z wynikami odpowiednich pomiarów. Równania analizowanego modelu tranzystora wykorzystano w rozdziale czwartym do syntezy optymalnego układu generatora mocy.

Podsumowanie. Analizowane modele obwodowe tranzystora MESFET opracowywano przy założeniu dominacji określonych nieliniowych zjawisk fizycznych w tranzystorze nad innymi. Założenia te są weryfikowane poprzez porównanie obliczonych i zmierzonych charakterystyk wielkosygnalowych przyrządu. Zgodnie z wnioskami rozważań rozdziału 2.2, podstawą oceny dokładności różnych modeli wielkosygnalowych może być jakość odwzorowania charakterystyki mocy wejściowej w warunkach obustronnego dopasowania (por. rys. 2.4) oraz krzywych stałej mocy wyjściowej na wykresach impedancji zaciskowych (obrazujących zmiany mocy na wyjściu przy braku dopasowania). Przy tak sformułowanym kryterium wszystkie dyskutowane w rozdziale 3.3 modele tranzystora MESFET są dostatecznie dokładne i mogą być stosowane do projektowania układów, o ile wpływ zjawiska przebiecia napięciowego bramka-kanal może być pominięty.

O wyborze modelu do realizacji określonego zadania projektowego powinny decydować nakłady pracy związane z identyfikacją, rodzaj wymaganej aparatury pomiarowej i możliwości przeprowadzenia obliczeń za pomocą dostępnych programów analizy obwodów. Jednakże żaden z omawianych modeli nie uwzględnia zjawiska przebiecia bramka-kanal, co jest związane ze złożonością procesów zachodzących w strukturze tranzystora przy dużych wartościach napięcia drenu. Również zagadnienie dynamiki procesów przebiecia jest mało zbadane [84, 27, 18]. Wpływ tych zjawisk na parametry użytkowe generatorów i wzmacniaczy mikrofalowych uwidacznia się wzrostem poziomu szumów na wyjściu układów przy zwiększaniu napięcia bramka-dren. Jednocześnie ze wzrostem składowej stałej prądu bramki wskazującej przebiecie maleje sprawność energetyczna układów. Z praktycznego punktu widzenia należy więc unikać takich warunków zasilania i pobudzenia tranzystora, które mogłyby prowadzić do nadmiernego wzrostu prądu prze-

bicia. Nie zachodzi zatem konieczność dokładnego odwzorowywania tego zjawiska w modelach przyrządu. Ważne jest natomiast określenie pewnej dopuszczalnej wartości szczytowej napięcia dren-bramka, przy której efekt przebicia jest pomijalny [18].

W sposób przybliżony zjawisko przebicia może być uwzględnione w równaniach modeli obwodowych tranzystora MESFET z użyciem statycznych charakterystyk przebicia. Podstawę tego mogą stanowić wyniki niezbyt skomplikowanych pomiarów [31]. Ideę tę wykorzystano w modelu [A9] zastosowanym do komputerowego wyznaczania charakterystyk dynamicznych tranzystora metodą opisaną w rozdziale 3.4. W przekonaniu autora prowadzenie dalszych badań omawianego zagadnienia jest celowe.

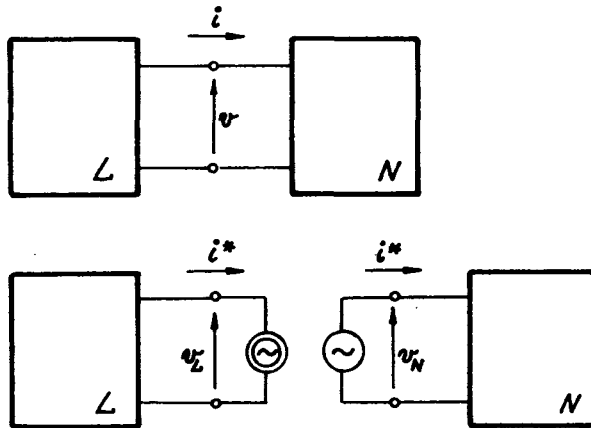
3.4. Przykład numerycznego wyznaczania charakterystyk dynamicznych tranzystora dla stanu ustalonego

Zagadnienie wyznaczania wielkosygnałowych charakterystyk tranzystora MESFET sprowadza się w praktyce do obliczenia odpowiedzi obwodu nieliniowego w stanie ustalonym przy pobudzeniu sygnałem harmonicznym. Można do tego celu wykorzystać uniwersalne programy analizy czasowej umożliwiające całkowanie równań stanu obwodu w dostatecznie długim przedziale czasu. Otrzymana odpowiedź okresowa pozwala wyznaczyć, za pomocą dyskretnego przekształcenia Fouriera, widmo mocy sygnału wyjściowego. Metoda ta bywa stosowana do testowania dokładności nowo opracowywanych modeli [87, 51]. Obliczenia takie stają się zbyt kosztowne w zastosowaniu do analizy i projektowania układów, szczególnie tych które zawierają obwody słabo tłumione. Inną trudność sygnalizowaną przez Curtice'a [15], stanowi konieczność dodatkowych modyfikacji modelu tranzystora w celu uwzględnienia opóźnień.

Wybór efektywnych metod analizy układów mikrofalowych powinien uwzględniać ich specyfikę. Schematy zastępcze takich układów zawierają zwykle dużą liczbę elementów liniowych i stosunkowo niewiele elementów nieliniowych. Stwarza to możliwość znaczącego skrócenia czasu obliczeń. Skuteczny w tym względzie algorytm obliczeniowy opracowali Nakhla i Vlach [56]. Istotą tego algorytmu jest podział analizowanego obwodu na minimalną liczbę obwodów nieliniowych rozwiązywanych w dziedzinie czasu i część liniową, analizowaną w dziedzinie częstotliwości. Uzyskane rozwiązania, czasowe i częstotliwościowe, zależą od wspólnych parametrów, które według pracy [56] wyznacza się metodą minimalizacji. Parametrami tymi są współczynniki rozwinięcia wybranych przebiegów prądu lub napięcia w szereg Fouriera.



W praktyce istnieje możliwość dalszego skrócenia czasu obliczeń przez zastosowanie metody Newtona-Raphsona w miejsce procedury minimalizacji, co wykorzystano w opracowanym przez autora programie analizy wielkosygnalowej układów z tranzystorami MESFET w stanie ustalonym [A10]. Program ten może stanowić procedurę wyznaczania odpowiedzi układu w programie optymalizacyjnym. Zagadnienie to zilustrowano w dalszej części niniejszego rozdziału. Duża szybkość obliczeń, właściwa proponowanej metodzie analizy, umożliwi wyznaczenie optymalnych warunków pracy tranzystora w układach mocy z użyciem komputera o niezbyt dużej szybkości działania.



Rys. 3.6. Obwód nieliniowy podzielony na część liniową L i część nieliniową N

Dla objaśnienia tej metody rozważmy obwód nieliniowy jak na rys. 3.6a), w którym wydzielono sieć liniową L i sieć nieliniową N. W stanie ustalonym przebiegi prądu $i(t)$ i napięcia $v(t)$ na wspólnych zaciskach obu umownych obwodów są okresowe. Rozważmy następnie schemat z rys. 3.6 b), w którym rozłączono obwody L i N, dołączając niezależne źródła: prądowe $i^*(t)$ i napięciowe $v_N(t)$. W ogólnym przypadku, dla ustalonego przebiegu $v_N(t)$ prąd $i^*(t)$ różni się od przebiegu $i(t)$, zatem

$$v_L(t) \neq v_N(t), \quad 0 \leq t < T,$$

gdzie: T jest okresem analizowanych przebiegów. Tym samym dla danego napięcia $v_N(t)$ można zdefiniować funkcję błędu

$$e(t) = v_L(t) - v_N(t), \quad 0 \leq t < T, \quad (3.25)$$

która przyjmuje wartość zerową dla przebiegu $v_N(t)$ spełniającego warunek $v_N(t) = v_L(t)$, co jest szukanym rozwiązaniem. Warunek zerowania się funkcji $e(t)$ można zapisać w postaci

$$\sum_{k=0}^M \operatorname{Re} \left\{ (V_{Lk} - V_{Nk}) e^{jk\omega t} \right\} = 0, \quad (3.26)$$

gdzie: V_{Lk} i V_{Nk} są zespolonymi amplitudami składowych harmoniczných rzędu k napięć odpowiednio $v_L(t)$ i $v_N(t)$, $\omega = 2\pi/T$ jest pulsacją składowej podstawowej, a M oznacza rząd najwyższej harmonicznnej niezbędnej do przybliżenia przebiegów czasowych z zadaną dokładnością.

Amplitudy zespolone V_{Lk} , $k = 0, 1, \dots, M$, mogą być wyrażone w funkcji zmiennych V_{Nk} , $k = 0, 1, \dots, M$ - za pomocą równań opisujących obwód N w dziedzinie czasu, przekształcenia Fouriera i równań liniowych obwodu L w dziedzinie częstotliwości. Po podstawieniu tych funkcji do zależności (3.26) i dokonaniu odpowiednich przekształceń otrzymujemy układ $2M+1$ równań rzeczywistych

$$F_i([x]) = 0, \quad i = 0, 1, \dots, 2M \quad (3.27)$$

względem $2M+1$ rzeczywistych niewiadomych $[x] = [V_{N0}, \operatorname{Re}\{V_{N1}\}, \operatorname{Im}\{V_{N1}\}, \dots, \operatorname{Im}\{V_{NM}\}]^T$, gdzie znak T oznacza transpozycję wektora. Rozwiązanie równań (3.27) metodą Newtona-Raphsona sprowadza się w każdej iteracji do rozwiązania następującego układu równań liniowych

$$[J]^{(m)} [x]^{(m+1)} = [J]^{(m)} [x]^{(m)} - [F]^{(m)}, \quad (3.28)$$

przy czym $[J]$ jest jacobianem funkcji $[F]$ względem zmiennych niezależnych $[x]$, natomiast m oznacza indeks iteracji. Opisana metoda może być uogólniona na przypadek dowolnej liczby obwodów nieliniowych N , co zilustrowano przykładem podanym poniżej.

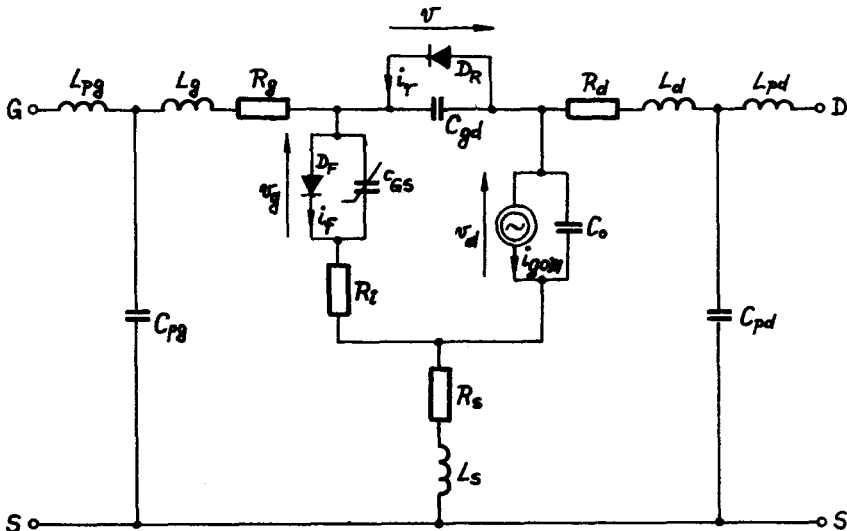
Przedstawioną metodę analizy wykorzystano do wyznaczenia charakterystyk dynamicznych tranzystora MESFET w układzie wzmacniacza jak na rys. 2.3 a). Badania przeprowadzono przy częstotliwości 9,5 GHz dla tranzystora polowego MESFET typu 2SK273 (Mitsubishi). Wykorzystywany w analizie schemat zastępczy tranzystora przedstawionego na rys. 3.7. Zgodnie z [A9] nieliniowymi elementami przyjętego modelu tranzystora są:

- 1) C_{gs} - zastępcza pojemność bramka-źródło, opisana zależnością

$$C_{gs}(v_g) = C_{go} \left(1 - \frac{v_g}{V_{bi}} \right)^{-0,5}, \quad v_g < 0,8 V_{bi}, \quad (3.29)$$



w zakresie napięć $v_g \geq 0,8 V_{bi}$ zależność pojemności od napięcia aproksymowano prostą o nachyleniu wyznaczonym z wzoru (3.29) w punkcie $v_g = 0,8 V_{bi}$, parametrami modelu są: C_{go} i V_{bi} ,



Rys. 3.7. Wielkosygnalowy schemat zastępczy tranzystora MESFET [A9]

2) D_f - dioda reprezentująca zjawisko przewodzenia bramka-kanal, dla której

$$i_f(v_g) = I_s [\exp(\alpha_s v_g) - 1], \quad (3.30)$$

z parametrami: I_s , α_s ,

3) $i_{gom}[v_g(t-\tau), v_d(t)]$ - źródło sterowane napięciami v_g i v_d :

$$i_{gom}(v_g, v_d) = I_{ds} \left(1 - \frac{v_g}{V_p}\right)^2 \tanh\left(\frac{\alpha v_d}{v_g - V_p}\right), \quad (3.31)$$

$$V_p = V_{po} + \gamma v_d, \quad (3.32)$$

gdzie I_{ds} , V_{po} , α , γ , τ są parametrami modelu, funkcje (3.31) i (3.32) stanowią opis statycznych charakterystyk tranzystora. Proponowane zależności są w porównaniu z wzorami (3.13) znacznie prostsze, a przez to bardziej przydatne w praktyce inżynierskiej; wyniki pracy [A8] wykazują, że uzyskane za ich pomocą odwzorowanie charakterystyk tranzystora odznacza się dostatecznie dużą dokładnością; w modelu (3.31) uwzględniono

zależność nachylenia charakterystyk wyjściowych od napięcia polaryzacji bramki; w istocie zależność ta opisuje efekty zachodzących jednocześnie dwóch zjawisk, a mianowicie powstawania stacjonarnej domeny Gunna w kanale tranzystora oraz przepływu prądu drenu przez nieidealne podłoże i warstwę przejściową (patrz rozdział 2),

4) D_R - dioda idealna opisana wzorem

$$i_r(v) = I_{sr} [\exp(\alpha_{sr} v) - 1], \quad (3.33)$$

gdzie: I_{sr} oraz α_{sr} są parametrami; dioda D_R reprezentuje zjawisko przebiccia napięciowego bramka-dren; eksponencjalną zależność prądu bramki od napięcia dren-bramka w warunkach przebiccia stwierdzili Yamaguchi i Asai [92] dla przypadku tranzystora ze złączeniem p-n. W praktyce zależność (3.33) odwzorowuje charakterystyki przebiccia seryjnie produkowanych tranzystorów MESFET z arsenku galu.

Dla pozostałych elementów schematu założono, że są elementami liniowymi, to jest niezależnymi od przyłożonych napięć.

Parametry modelu dla tranzystora 2SK273 ($L = 0,7 \mu\text{m}$, $W = 400 \mu\text{m}$) wyznaczono według procedury identyfikacji [A9] opartej na pomiarach charakterystyk stałoprądowych tranzystora i zależności małosygnalowych parametrów macierzy rozproszenia od częstotliwości. Nie jest konieczne dokonywanie kłopotliwych pomiarów wielkosygnalowych. Otrzymane wartości parametrów modelu zestawiono w tabeli 3.1.

T a b e l a 3.1

$R'_s = 4,5 \Omega$	$I_{ds} = 75 \text{ mA}$	$L_s = 0,1 \text{ nH}$
$R_g = 4,5 \Omega$	$V_{po} = -1,78 \text{ V}$	$L_g = 0,2 \text{ nH}$
$R_d = 4,5 \Omega$	$\alpha = 3,35$	$L_d = 0,2 \text{ nH}$
$R_i = 10 \Omega$	$\gamma = -0,11$	$\tau = 5 \text{ ps}$
$\alpha_s = 23 \text{ V}^{-1}$	$C_{go} = 0,64 \text{ pF}$	$C_{pg} = 0,26 \text{ pF}$
$I_s = 1,05 \text{ nA}$	$V_{bi} = 0,8 \text{ V}$	$C_{pd} = 0,20 \text{ pF}$
$\alpha_{sr} = 1,28 \text{ V}^{-1}$	$C_{gd} = 0,025 \text{ pF}$	$L_{pg} = 0,67 \text{ nH}$
$I_{sr} = 6,5 \text{ nA}$	$C_o = 0,1 \text{ pF}$	$L_{pd} = 0,61 \text{ nH}$

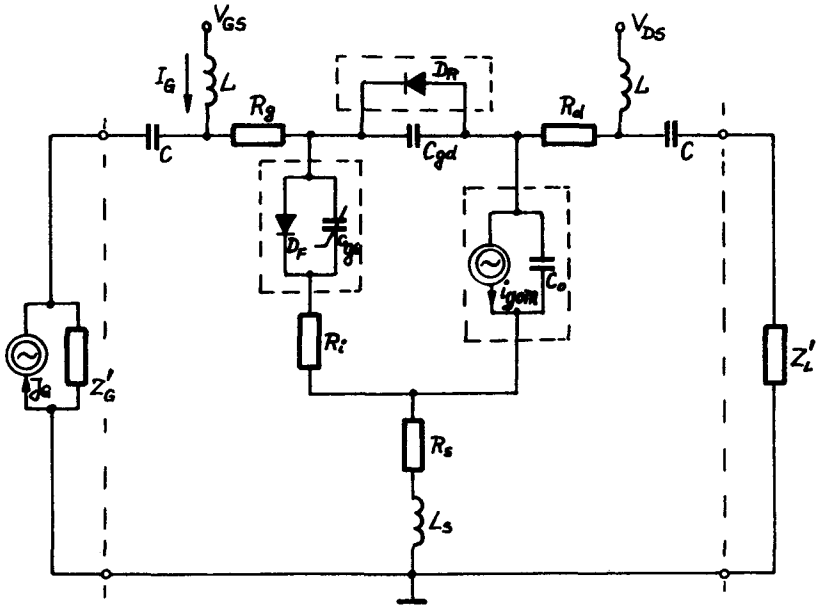
Na rys. 3.8 przedstawiono schemat zastępczy układu wzmacniacza pokazanego na rys. 2.3 a). Schemat ten wykorzystywano do wyznaczenia wielkosygnalowych charakterystyk dynamicznych tranzystora. Elementy Z_G i Z_L reprezentują zastępcze impedancje źródła sygnału i obciążenia powstałe z połączenia impedancji Z_G i Z_L (rys. 2.3 a)) z bezstratnymi obwodami, odpowiednio $L_{pg}C_{pg}L_g$ i $L_{pd}C_{pd}C_d$ obwodu zastępczego z rys. 3.7. Tranzys-

tor jest spolaryzowany napięciami V_{GS} i V_{DS} . Obwody LC spełniają rolę filtrów górnoprzepustowych. Wydajność źródła J_G określa wzór

$$J_G = \sqrt{\frac{8R'_G P_a}{|Z'_G|^2}}, \quad (3.34)$$

gdzie: $R'_G = \text{Re}\{Z'_G\}$,

P_a - moc dysponowana źródła.



Rys. 3.8. Uproszczony schemat zastępczy układu wzmacniacza z rys. 2.3 a)

Do analizy przedstawionego na rys. 3.8 układu zastosowano opisaną wyżej metodę. Wydzielone z tego układu obwody nieliniowe zaznaczono na rysunku linią przerywaną. Poszukiwanymi parametrami są współczynniki Fouriera napięć $v_g(t)$ i $v_d(t)$. W przeprowadzonej analizie ograniczono się do składowej stałej i pierwszej harmonicznej, w wyniku czego otrzymano układ sześciu równań typu (3.27) z sześcioma niewiadomymi. Do wyznaczenia napięcia na wyjściu wzmacniacza z błędem mniejszym od 1mV metodą Newtona-Raphsona konieczne jest wykonanie od czterech do dziesięciu iteracji.

Przedstawiony model wielkosygnałowy jest słuszny w zakresie częstotliwości nie większych, w przybliżeniu, od częstotliwości pobudzenia równej 9,5 GHz. Niewzglądnięcie wyższych harmonicznych nie ogranicza jego

przydatności dla praktyki, ponieważ realizowane układy wzmacniaczy i generatorów są obwodami monochromatycznymi i nie stosuje się specjalnych zabiegów w celu zwiększenia ich sprawności przetwarzania przez dobór odpowiednio dostrojonych obwodów dla sygnałów harmonicznyc. Natomiast może on być wykorzystywany jako model szerokopasmowy w zakresie częstotliwości mniejszych od 10 GHz, dla których przeprowadzono identyfikację parametrów modelu.

Znając składowe podstawowe napięcie v_g i v_d można obliczyć moc P_i dostarczoną do wejścia tranzystora oraz moc P_o wydzieloną w obciążeniu. Do wyznaczenia charakterystyki $P_o(P_i)$ w warunkach obustronnego dopasowania zastosowano program optymalizacji. Dla danej wartości mocy dysponowanej źródła sygnału znajdowano takie wartości impedancji Z_G i Z_L , które odpowiadają maksymalnemu wzmocnieniu mocy tranzystora. Wykorzystano przy tym funkcję celu w postaci:

$$F_c = \left| P_a - P_i \right| + \left| P_k - P_o \right|, \quad (3.35)$$

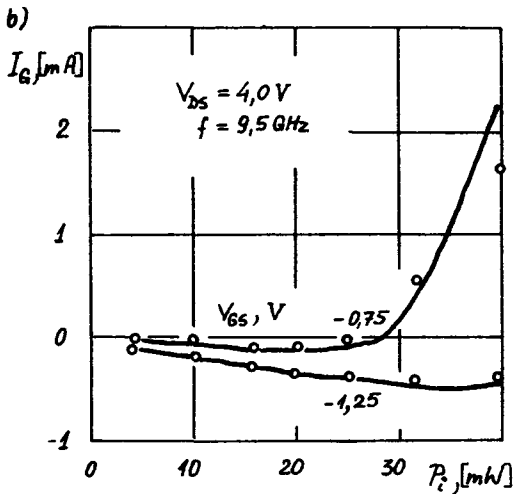
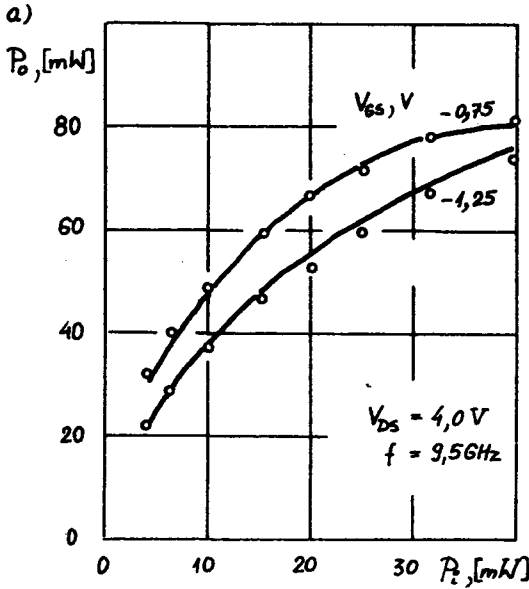
gdzie P_k jest stałą większą od przewidywanej mocy wyjściowej. Obliczenia optymalizacyjne wykonano zmodyfikowaną metodą bezgradientową Daviesa-Swanna-Campeya [A1].

Na rys. 3.9 przedstawiono charakterystyki tranzystora 2SK273 obliczone dla $V_{DS} = 4V$ oraz dwóch wartości $V_{GS} = -0,75 V$ i $V_{GS} = -1,25 V$, z wykorzystaniem danych zawartych w tabeli 3.1. W pokazanej na rys. 3.9b) zależności prądu I_G od mocy wejściowej uwidaczniają się wpływy dwóch zjawisk, to jest prądu przebicia bramka-dren i prądu przewodzenia bramka-źródło.

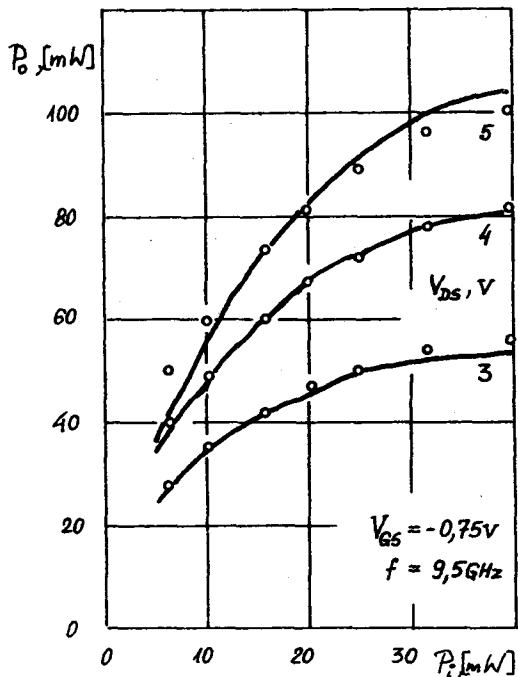
Pomiary charakterystyk wykonano techniką "wymuszonego obciążenia" [61]. Przeprowadzono je dla kilku niewiele różniących się częstotliwości, w celu ewentualnego wyeliminowania wpływu wyższych harmonicznyc. Wyniki tych pomiarów są prawie identyczne, co dowodzi słuszności założenia o monochromatyczności sygnału w badanym obwodzie. Badany tranzystor umieszczono w głowicy pomiarowej z niesymetrycznymi liniami paskowymi o impedancji charakterystycznej 50Ω , wykonanymi z laminatu Duroid 0,031". Dla podanej wyżej polaryzacji tranzystora stwierdzono bardzo dobrą zgodność charakterystyk zmierzonych i obliczonych (rys. 3.9). Rozbieżności występujące w zakresie dużych napięć dren-źródło zilustrowano na rys. 3.10. Wynikają one głównie z przybliżonego opisu zjawiska przebicia.

Przy $V_{DS} = 4V$ i $V_{GS} = -0,75 V$ optymalna wartość mocy wejściowej, wyznaczona dla badanego tranzystora według zależności (2.8), wynosi około 20 mW. Obliczona sprawność wzmacniacza wynosi w tych warunkach $\eta_{add} = 31\%$ i jest nieco większa od zmierzonej, równej 28%. Obliczenia i pomiary wykazały tę samą wartość mocy wyjściowej: $P_o = 67 mW$ dla $P_{iopt} =$

= 20 mW. Podstawiając wartość P_k we wzorze (3.35) mniejszą od 67 mW można wyznaczyć za pomocą opisanego programu krzywe stałej mocy wyjściowej na wykresie impedancji obciążenia Z_L (por. rys. 2.3 a)). Rezultaty takich obliczeń i wyniki pomiarów zilustrowano wykresami na rys. 3.11. Ze względu na ograniczoną dokładność pomiaru impedancji w zakresie częstotliwości mikrofalowych zgodność wyników można uznać za dobrą.

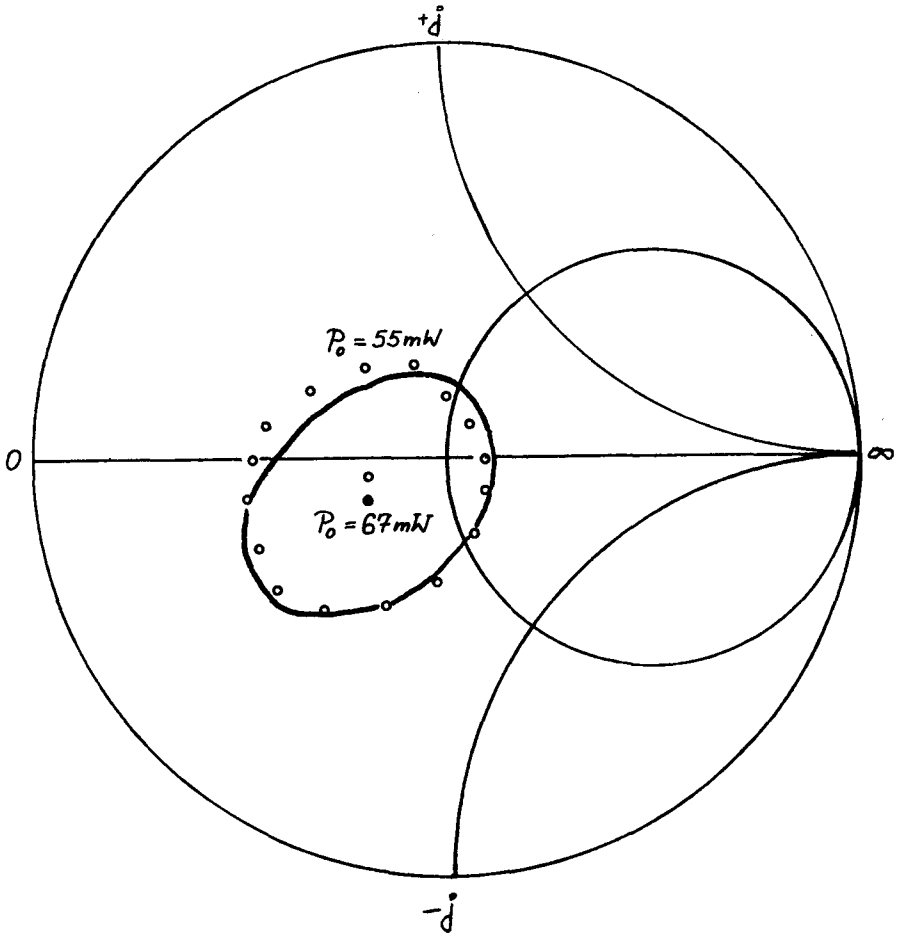


Rys. 3.9. Obliczone i zmierzone zależności: a) $P_o(P_i)$ oraz b) $I_g(P_i)$ tranzystora 2SK273 w warunkach dopasowania na wejściu i wyjściu
— - obliczenia, o o o - pomiary



Rys. 3.10. Obliczone i zmierzone charakterystyki $P_o(P_i)$ tranzystora 2SK273 w warunkach dopasowania na wejściu i wyjściu
 — - obliczenia, o o o - pomiary

Wyniki tak przeprowadzonych obliczeń można wykorzystać do projektowania obwodów dopasowujących wzmacniacza lub obwodu sprzężenia zwrotnego generatora [42]. Opracowana metoda obliczania odpowiedzi układu z tranzystorem MESFET na pobudzenie harmoniczne może służyć do wyznaczania charakterystyk dynamicznych dwójnikowego schematu zastępczego generatorów tranzystorowych (patrz rozdział 4.2).



Rys. 3.11. Krzywe stałej mocy wyjściowej na wykresie znormalizowanej impedancji obciążenia tranzystora, $Z_L/50\Omega$
 $V_{DS} = 4V$, $V_{GS} = -0,75V$, $f = 9,5\text{ GHz}$, $P_i = 20\text{ mW}$ — — — — — obliczenia, o o o o — pomiary

4. PROJEKTOWANIE JEDNOTRANZYSTOROWYCH GENERATORÓW MIKROFALOWYCH

4.1. Uwagi ogólne

Generator mikrofalowy jest układem przetwarzającym energię zasilania w energię drgań wielkiej częstotliwości. Elementami przetwarzającymi są najczęściej tranzystory i diody półprzewodnikowe. Często stanowi to kryterium podziału generatorów na tranzystorowe i diodowe, które projektuje się odpowiednio metodami czwórnikowymi i dwójnikowymi [59]. Jakkolwiek generatory diodowe nie są przedmiotem rozważań niniejszej rozprawy, to stosowane do ich syntezy metody mają charakter ogólny i mogą być wykorzystywane w projektowaniu generatorów tranzystorowych [52, 75].

W niniejszej pracy zagadnienie projektowania mikrofalowego generatora tranzystorowego o ogólnym schemacie jak na rys. 2.3 b) sprowadzono do syntezy trójwrotnika D_t (patrz rys. 2.3 b)) zapewniającego spełnienie odpowiednich wymagań dotyczących:

- częstotliwości generowanych drgań,
- poziomu mocy generowanych drgań,
- czystości widmowej generowanych drgań.

Zaprojektowanie takiego trójwrotnika jest w ogólnym przypadku problemem złożonym. W wielu przypadkach problem ten można znacznie uprościć przez sprowadzenie syntezy generatora czwórnikowego do zagadnienia projektowania równoważnego mu generatora dwójnikowego. W dalszych rozważaniach niniejszej pracy wykorzystuje się zarówno czwórnikowe, jak i dwójnikowe formy opisu warunków generacji w celu efektywnego wykorzystania opracowanych wielkosygnalowych modeli tranzystora MESFET i uproszczenia w możliwie największym stopniu procesu projektowania.

W celu wyjaśnienia proponowanej metodyki projektowania, we wstępie rozdziału 4.2 rozważono ogólne warunki generacji i związki między czwórnikową i dwójnikową formą ich opisu.

4.2. Metody projektowania jednotranzystorowych generatorów mikrofalowych

Z praktycznego punktu widzenia często wygodne jest przedstawienie generatora z tranzystorem MESFET w postaci równoważnego obwodu zawierającego nieliniowy dwójnik aktywny połączony z dwójnikiem liniowym przedstawiającym obciążenie, jak na rys. 4.1. W każdym przypadku dwójnik aktywny reprezentuje układ zawierający tranzystor MESFET z obwodem dodat-

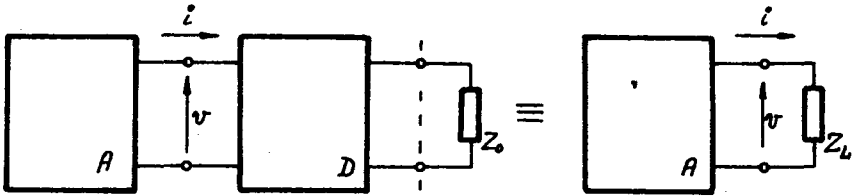


niego sprzężenia zwrotnego. Dla wyznaczenia warunków generacji założymy, że prąd $i(t)$ płynący przez dwójnik nieliniowy może być aproksymowany szeregiem Volterry

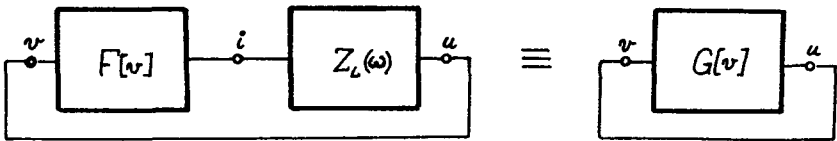
$$i(t) = F[v(t)] = \sum_{n=1}^{\infty} i_n(t), \quad (4.1)$$

gdzie:

$$i_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} Y_{Dn}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{k=1}^n v(t-\tau_k) d\tau_k. \quad (4.2)$$



Rys. 4.1. Dwójnikowy schemat zastępczy generatora
A - tranzystor z obwodem sprzężenia zwrotnego, D - obwód dopasowujący, Z_0 - obciążenie



Rys. 4.2. Schemat blokowy rozważanego układu generatora

Zgodnie z pracą [8] n -wymiarowa transformata Fouriera $Y_{Dn}(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n)$ jądra $Y_{Dn}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ jest admitancją n -tego rzędu dwójnika nieliniowego. Część liniowa obwodu jest opisana impedancją $Z_L(\omega)$.

Analizowany schemat zastępczy generatora można przekształcić do postaci układu jak na rys. 4.2, w którym zachodzi związek: $U(\omega) = I(\omega)Z_L(\omega)$, przy czym napięcie u jest zmienną pomocniczą. W obwodzie tym spełniona jest tożsamość: $u(t) \equiv v(t)$.

Oba napięcia w układzie jak na rys. 4.2, lecz bez sprzężenia zwrotnego, wiąże szereg Volterry

$$u(t) = G[v(t)] = \sum_{n=1}^{\infty} u_n(t), \quad (4.3)$$

gdzie:

$$u_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{k=1}^n v(t-\tau_k) d\tau_k. \quad (4.4)$$

Dla tego przypadku n-wymiarowa transformata Fouriera $H_n(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n)$ jądra $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ jest transmitancją n-tego rzędu układu, przydatną w dalszej analizie. Można dowieść, korzystając z ogólnych własności układów opisanych szeregami Volterry (np. dyskutowanych w [6]), że transmitancja ta jest dana zależnością

$$H_n(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n) = -Y_{Dn}(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n) Z_L(\omega_1 + \omega_2 + \dots + \omega_n). \quad (4.5)$$

Chua i Tang [9] wykazali, że amplituda $|V|$ i pulsacja podstawowa ω drgań w układzie jak na rys. 4.2 mogą być przybliżone pierwiastkami równania charakterystycznego

$$d_N(|V|, \omega)_{df} = H_1(\omega) + \Omega_1(\omega) |V|^2 + \Omega_2(\omega) |V|^4 + \dots + \Omega_N(\omega) |V|^{2N} - 1 = 0, \quad (4.6)$$

odpowiednio wysokiego rzędu N, przy czym wielkości $\Omega_1(\omega), \dots, \Omega_N(\omega)$ są funkcjami transmitancji H_n , $n = 1, 2, \dots, N$, obwodu. Po uwzględnieniu zależności (4.5) i uporządkowaniu wyrazów otrzymujemy warunki generacji

$$-Y_{D1}(\omega) + \frac{\Omega_1(\omega)}{Z_L(\omega)} |V|^2 + \dots + \frac{\Omega_N(\omega)}{Z_L(\omega)} |V|^{2N} = Y_L(\omega), \quad (4.7)$$

przy czym $Y_L(\omega) = 1/Z_L(\omega)$. Zgodnie z równaniem (4.7) dwójnik aktywny schematu zastępczego z rys. 4.1 może być opisany przy częstotliwości podstawowej drgań admitancją

$$Y_D(|V|, \omega) = Y_{D1}(\omega) - \frac{\Omega_1(\omega)}{Z_L(\omega)} |V|^2 - \dots - \frac{\Omega_N(\omega)}{Z_L(\omega)} |V|^{2N}, \quad (4.8)$$

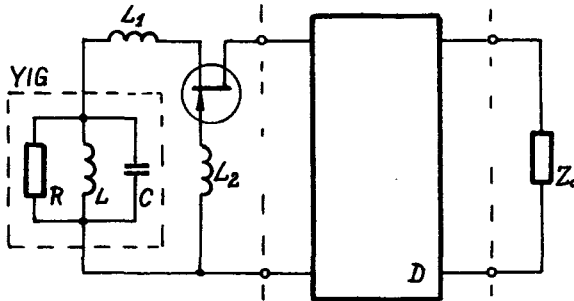
zależną od amplitudy i częstotliwości, przy czym słuszny jest związek wyrażający warunki drgań

$$-Y_D(|V|, \omega) = Y_L(\omega). \quad (4.9)$$

Przyjęty podział obwodu generatora pozwala na zastosowanie ogólnie znanych metod analizy układów dwójnikowych [39, 44, 26] do przypadku generatorów z tranzystorami MESFET. Tym samym projektowanie generatora można sprowadzić do dwóch rozdzielnie rozwiązywanych zadań - syntezy zdefiniowanego wyżej dwójnika aktywnego z użyciem metod wielkosygnalowej analizy obwodów i syntezy liniowego obwodu obciążenia. Admitancje



obu dwójników muszą spełniać określone związki wynikające z założonych właściwości projektowanego układu generatora. Podejście to upraszcza proces projektowania i ułatwia interpretację uzyskiwanych wyników pośrednich, dając możliwość wcześniejszej korekty parametrów generatora bez konieczności przeprowadzania wszystkich etapów obliczeń czy pomiarów.



Rys. 4.3. Schemat zastępczy generatora przestrzajanego rezonatorem YIG

D - obwód dopasowujący, Z_0 - obciążenie

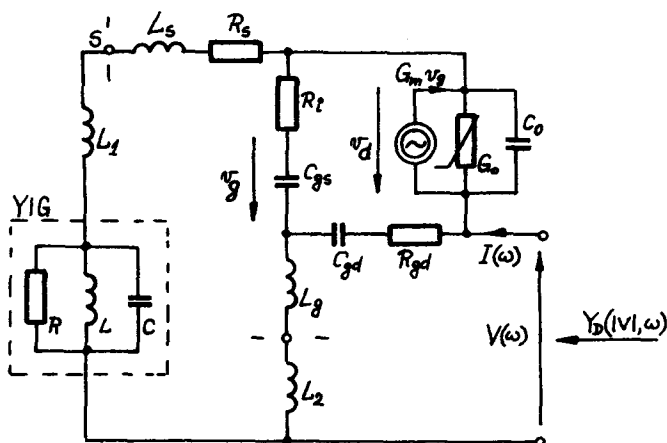
Rozważmy dla przykładu układ generatora przestrzajanego rezonatorem z granatu itrowo-żelazowego (YIG). Schemat zastępczy tego generatora przedstawiono na rys. 4.3, gdzie L_1 jest indukcyjnością pętli sprzęgającej rezonator z tranzystorem, natomiast L_2 oznacza indukcyjność sprzężenia zwrotnego w obwodzie bramki. W opublikowanych dotychczas pracach traktujących o projektowaniu generatorów omawianego typu nie uwzględniano nieliniowości tranzystora MESFET [78, 58]. Można je uwzględnić przez wprowadzenie opisu obwodu tranzystora szeregami Volterra. Dla ilustracji przyjmijmy, że tranzystor może być reprezentowany schematem zastępczym o strukturze jak na rys. 4.4 [83] (dla uproszczenia obliczeń zastępczych admitancji wyższych rzędów, szeregową indukcyjność doprowadzenia w obwodzie drenu włączono do obwodu dopasowującego D według rys. 4.3). Załóżmy dalej, że tylko dwa spośród elementów schematu zastępczego - transkonduktancja G_m i konduktancja G_o - są nieliniowe. Wartość chwilowa każdego z tych elementów zależy, przy ustalonych warunkach zasilania, tylko od jednej zmiennej:

$$G_m = g_{m1} + g_{m3}v_g^2 \quad (4.10)$$

$$G_o = g_{o1} + g_{o3}v_d^2 \quad (4.11)$$

Przyjęte przybliżenia nie umniejszają ogólności rozważań, a prowadzą do prostych, łatwych do wyznaczenia i interpretacji wzorów. Są one na ogół spełnione w przypadku tranzystorów pracujących w klasie A, w warunkach bliskich optymalnym (patrz wzór (2.8) i praca [81]). Z uwzględnieniem powyższego, równanie (4.8) opisujące admittance dwójnika aktywnego przyjmuje postać

$$Y_D(|V|, \omega) = Y_{D1}(\omega) + \frac{3}{4} Y_{D3}(\omega, \omega - \omega) |V|^2. \quad (4.12)$$



Rys. 4.4. Schemat zastępczy dwójnika aktywnego w generatore przestrajającym

Dla małych amplitud napięcia V wielkość $Y_{D1}(\omega)$ jest małosygnałową admittance dwójnika aktywnego z tranzystorem MESFET. Zależność admittance - Y_D od amplitudy $|V|$ przy ustalonej pulsacji odwzorowuje na wykresie admittance tak zwaną linię przyrządu aktywnego (device line [44]). Każdemu punktowi tej linii można przyporządkować określoną moc wyjściową generatora - łatwą do wyznaczenia z warunku podtrzymania drgań (4.9). Wartość admittance odpowiadająca mocy maksymalnej dla danej polaryzacji tranzystora wyznacza, zgodnie z wzorem (4.9), optymalne warunki obciążenia obwodu z rys. 4.4. Odpowiedni dobór parametrów obwodu (to jest wielkości L_1 , L_2 , R , L , C) prowadzi do osiągnięcia optimum globalnego - określonego przy danych warunkach zasilania tranzystora MESFET warunkiem (2.10).

Admittance Y_{D3} we wzorze (4.12) można wyznaczyć metodą "harmonicznego wejścia" [6]. W przypadku, w którym obwód z rys. 4.4 zawiera nieliniowości opisane wzorami (4.10) i (4.11) admittance ta przyjmuje postać

$$Y_{D3}(\omega, \omega, -\omega) = -H_o(\omega) [g_{m3} H_g(\omega) H_g(\omega) H_g(-\omega) + g_{o3} H_d(\omega) H_d(\omega) H_d(-\omega)] , \quad (4.13)$$

gdzie: $H_o(\omega)$ jest odpowiedzią prądową "części liniowej" [6] obwodu z rys. 4.4 na pobudzenie źródłem prądowym o pulsacji ω (i jednostkowej amplitudzie) włączonym równolegle do pojemności C_o przy $v(\omega) = 0$, natomiast wielkości $H_g(\omega)$ i $H_d(\omega)$ są transmitancjami napięciowymi części liniowej, odpowiednio:

$$H_g(\omega) = \frac{V_g(\omega)}{V(\omega)} , \quad H_d(\omega) = \frac{V_d(\omega)}{V(\omega)} .$$

T a b e l a 4.1

$C_{gs} = 0,35 \text{ pF}$	$L_g = 0,3 \text{ nH}$	$g_{m1} = 18 \text{ mS}$
$R_i = 9\Omega$	$R_s = 1,33\Omega$	$g_{m3} = -1 \text{ mSV}^{-2}$,
$C_{gd} = 0,004 \text{ pF}$	$L_s = 0,043 \text{ nH}$	$g_{o1} = 1,8 \text{ mS}$
$R_{gd} = 2027\Omega$	$C_o = 0,16 \text{ pF}$	$g_{o3} = 0,15 \text{ mSV}^{-2}$

Przyjęte w niniejszym przykładzie wartości elementów schematu zastępczego tranzystora zestawiono w tabeli 4.1. Wielkości g_{m3} i g_{o3} wyznaczono przez dopasowanie charakterystyki $P_o(P_i)$ tranzystora w warunkach maksymalnego wzmocnienia mocy obliczone metodą szeregow Voltery do charakterystyki zmierzonej w układzie z tranzystorem 2SK138 (NEC) o danych: $I_{DSS} = 36 \text{ mA}$, $V_p = -2,8 \text{ V}$, spolaryzowanym napięciami $V_{GS} = -1 \text{ V}$, $V_{DS} = 4 \text{ V}$. Wartość mocy P_{sat} (por. rys. 2.4) wynosi w tym przypadku 27 mW, a w optymalnych warunkach wysterowania (wzór (2.8)) moc wyjściowa przy częstotliwości 10 GHz wynosi 25 mW dla mocy P_i na wejściu równej 7,5 mW.

Rozważmy wyniki obliczeń admitancji Y_D według wzoru (4.12) otrzymane dla danych [79]: $R = 1300\Omega$, $Q = R \sqrt{C/L} = 2000$, $f_r = 1/(2\pi \sqrt{LC}) = 10 \text{ GHz}$, $L_1 = 0,1 \text{ nH}$, $L_2 = 0,3 \text{ nH}$. Wykreślono je na rys. 4.5 z uwzględnieniem linii stałej mocy wyjściowej określonej wzorem

$$P_{osc} = -\text{Re} \{ |V|^2 Y_D \} . \quad (4.14)$$

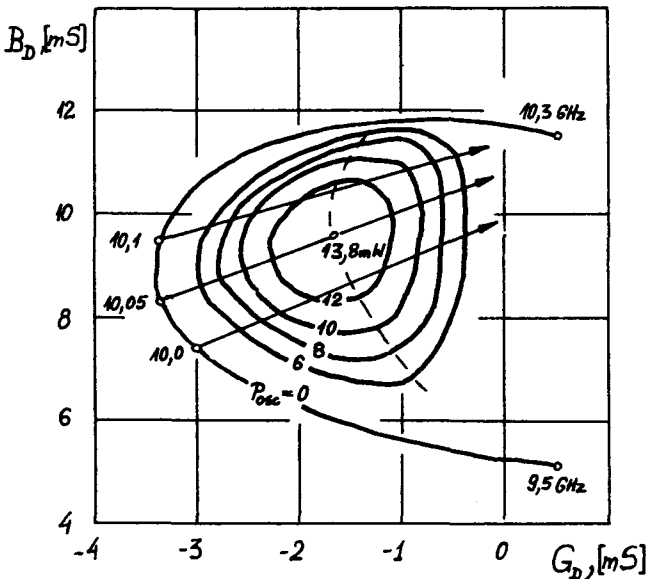
Jak wynika z tych wykresów, drgania mogą powstawać w analizowanym układzie w zakresie częstotliwości 9,55 GHz÷10,25 GHz, to jest w zakresie, w którym zastępcza konduktancja $G_D(0, f)$ jest mniejsza od zera. Przy częstotliwości $f = 10,05 \text{ GHz}$ moc przekazywana do obciążenia osiąga maksimum, $P_{osc} = 13,8 \text{ mW}$, przy czym admitancja obciążenia musi być wtedy równa $Y_{Lopt} = (1,67 - j9,53) \text{ mS}$. Łatwo dowieść, że przy ustalonej częstotliwości drgań wartość mocy maksymalnej wyraża wzór



$$P_{\text{oscm}} = \frac{G_{D1}^2}{3G_{D3}}, \quad (4.15)$$

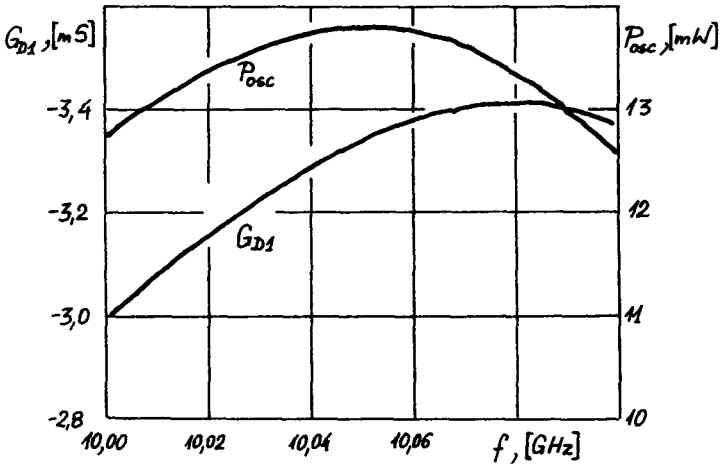
gdzie: $G_{D1} = \text{Re} \{ Y_{D1}(\omega) \}$ i $G_{D3} = \text{Re} \{ Y_{D3}(\omega, \omega, -\omega) \}$. W ogólnym przypadku zależności funkcyjne $G_{D1} = F_1(\omega)$ i $G_{D3} = F_2(\omega)$ nie mają ekstremów przy tej samej pulsacji ω . Zatem z faktu, że moduł $|G_{D1}|$ przyjmuje maksimum przy pewnej pulsacji ω nie wynika, iż pulsacji tej odpowiada maksymalna moc wyjściowa generatora - jak to postulowano błędnie w pracy [52]. Na rys. 4.6 przedstawiono obliczone zależności parametrów G_{D1} i P_{osc} analizowanego obwodu od częstotliwości, przy czym częstotliwości odpowiadające maksimum modułu $|G_{D1}|$ i mocy P_{osc} wynoszą odpowiednio 10,08 GHz i 10,05 GHz. Można wykazać, że dla osiągnięcia mocy maksymalnej danej wzorem (4.15) dwójnik aktywny według rys. 4.4 powinien być obciążony admittancją, której część rzeczywista spełnia związek

$$G_{\text{Lopt}} = -\frac{G_{D1}}{2}. \quad (4.16)$$



Rys. 4.5. Zastępcza admittancja $Y_D(|V|, f)$ obwodu z rys. 4.4 obliczona dla danych z tabeli 4.1

10,1 o — - - - - zmiany admittancji przy wzroście amplitudy $|V|$ dla stałej częstotliwości ($f = 10,1$ GHz)
 — 8 — - - - - linia stałej mocy wyjściowej ($P_{\text{osc}} = 8$ mW) - - - - - linia maksymalnych wartości mocy wyjściowej, P_{oscm}



Rys. 4.6. Obliczone zależności parametrów generatora z rezonatorem YIG od częstotliwości

Należy tu jednak podkreślić, że związek (4.16) jest słuszny wtedy, gdy zastępcza admitancja dwójnika nieliniowego w generatorze jest opisana wyłącznie admitancjami rzędu pierwszego Y_{D1} i trzeciego Y_{D3} (por. wzór (4.12)). W przypadku ogólnym, gdy schemat zastępczy tranzystora zawiera elementy nieliniowe opisane szeregiem potęgowym o wyrazach zarówno parzystych, jak i nieparzystych, w tym wyższych niż trzeci rządów, wyrażenia (4.8) nie można przekształcić do prostej zależności (4.12), z której wynika wzór (4.16). Przy silnym wysterowaniu tranzystora przedstawiona metoda analizy za pomocą szeregów Voltery może być mało efektywna. Wiąże się to z koniecznością przybliżania zależności opisujących elementy nieliniowe modelu tranzystora szeregami potęgowymi o znacznej liczbie wyrazów. Odpowiedniejsze są wówczas metody numeryczne wyznaczania charakterystyk admitancji dwójnika aktywnego, na przykład metoda opisana w rozdziale 3.3. Porównanie obliczeń (metodą iteracyjną omówioną w rozdziale 3.2) i pomiarów dyskutowanych charakterystyk dla przypadku generatora mikrofalowego, w którym wykorzystano szeregowy skupiony obwód rezonansowy jako element sprzężenia zwrotnego, przedstawiono w pracy [76].

Koncepcję podziału układu generatora na dwójnik aktywny i obciążenie wykorzystano w rozdziale piątym do analizy i projektowania generatorów z wieloma tranzystorami MESFET. Dla odwzorowania wpływu nieliniowych zjawisk fizycznych zachodzących w strukturze tranzystora MESFET na poziom mocy wyjściowej generatora wygodniej jest posłużyć się czwórnikowym opisem warunków generacji. Problemom tym poświęcono rozdział 4.3.

4.3. Projektowanie generatorów mocy

Zależność mocy wyjściowej P_d od mocy wejściowej P_g tranzystora MESFET (rys. 2.3) w warunkach obustronnego dopasowania można przybliżyć wyrażeniem [40]

$$P_d = P_{\text{sat}} \left\{ 1 - \exp \left[-g_{\text{max}}(f) \frac{P_g}{P_{\text{sat}}} \right] \right\}, \quad (4.17)$$

gdzie: P_{sat} jest maksymalną mocą wyjściową przy danej polaryzacji tranzystora, a g_{max} oznacza maksymalne małosygnalowe wzmocnienie mocy przy częstotliwości f . Zależność (4.17) wyznaczono doświadczalnie - zapewnia ona dostateczną dokładność odwzorowania charakterystyk tranzystorów rzeczywistych o różnych wymiarach bramki ($L = 0,5 \mu\text{m} + 1,2 \mu\text{m}$, $W = 300 \mu\text{m} + 600 \mu\text{m}$), z błędem mniejszym od 0,5 dB w typowych dla układów mocy warunkach zasilania [66, 65, 40]. Korzystając z warunku (2.8) i wzoru (4.17) można wyznaczyć takie wartości mocy dostarczonej przez tranzystor do obwodu wyjściowego (P_{dopt}) i mocy wydzielanej na zaciskach bramka-źródło (P_{gopt}), które odpowiadają maksymalnej mocy wyjściowej generatora:

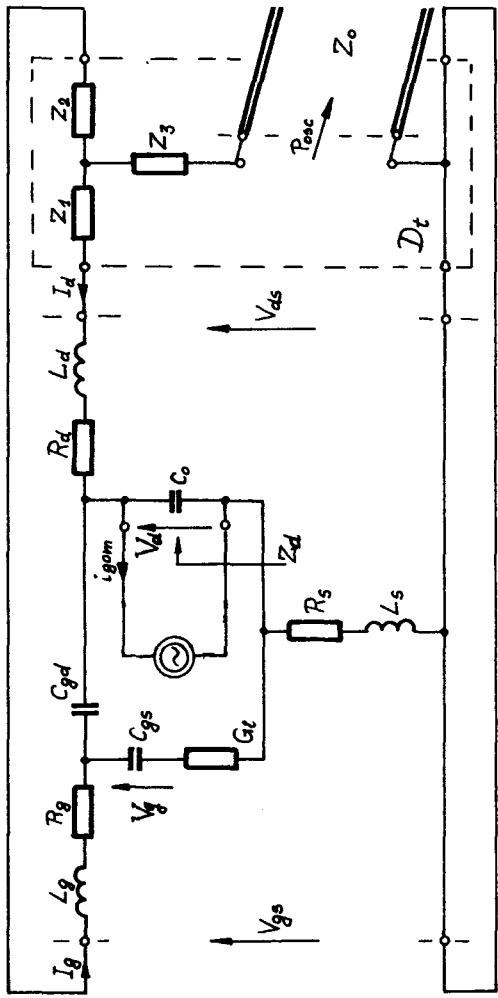
$$P_{\text{gopt}} = P_{\text{sat}} \frac{\ln[g_{\text{max}}(f_o)]}{g_{\text{max}}(f_o)}, \quad (4.18)$$

$$P_{\text{dopt}} = P_{\text{sat}} \left[1 - \frac{1}{g_{\text{max}}(f_o)} \right], \quad (4.19)$$

przy czym f_o oznacza żądaną częstotliwość drgań. Powyższe zależności są słuszne w warunkach obustronnego dopasowania tranzystora, jednak odnośne wartości impedancji zaciskowych oraz zależności fazowe między napięciami na wejściu i wyjściu pozostają nieokreślone. Do ich wyznaczenia posłużymy się modelem obwodowym tranzystora MESFET [65], co pozwoli na analityczne przedstawienie poszukiwanych wzorów projektowych dla układu generatora mocy.

Schemat zastępczy generatora przedstawiono na rys. 4.7. Zjawiska nieliniowe zachodzące w strukturze tranzystora reprezentuje w tym schemacie zastępczym źródło prądowe o wydajności $i_{\text{gom}}(t)$ zależnej od napięć $v_g(t-\tau)$ i $v_d(t)$, zgodnie z wzorem (3.21). Należy określić postać tej zależności, a następnie wyznaczyć optymalne warunki wysterowania i obciążenia źródła prądowego. Tym samym (patrz rozdział 3.3) moc wyjściowa generatora przy częstotliwości f_o jest określona trzema wielkościami - są to składowe podstawowe V_g i V_d napięć wewnętrznych oraz impedancja Z_d widziana na zaciskach dwójnika nieliniowego w schemacie zastępczym.



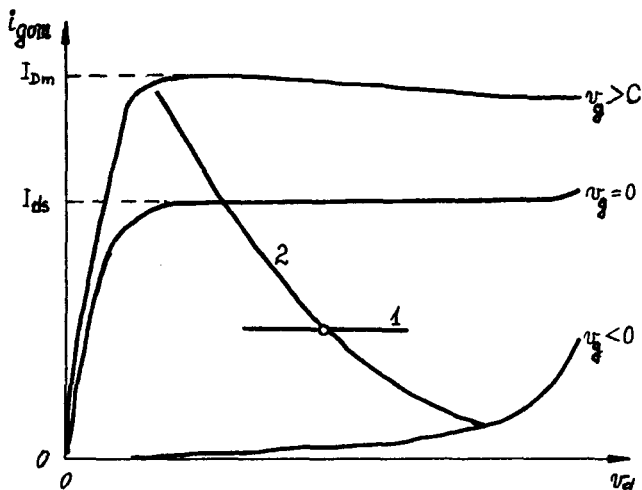


Rys. 4.7. Schemat zastępczy generatora mocy z tranzystorem MESFET
 D_t - przykładowa realizacja trójwrotnika dopasowującego (por. rys. 2.3 b))

W warunkach dopasowania impedancja Z_d musi być rezystancją:

$$\text{Im} \{ Z_d(f_0) \} = 0, \quad (4.20)$$

co wyraża warunek rezonansu przy żądanej częstotliwości drgań f_0 . Związek między wartością chwilową prądu i_{gom} płynącego przez elementy nieliniowe schematu zastępczego i chwilowymi wartościami napięć v_g i v_d może być przybliżony statycznymi charakterystykami wyjściowymi tranzystora wewnętrznego [64]. Zgodnie z warunkami (4.20) impedancja $Z_d(f_0)$ odwzorowana na wykresie tych charakterystyk ma postać rezystancyjnej linii obciążenia, co przedstawiono przykładowo na rys. 4.8. Optymalna wartość impedancji Z_d , równa R_{dopt} , odpowiada maksymalnej mocy dysponowanej na zaciskach dren-źródło tranzystora wewnętrznego, przy danej amplitudzie napięcia V_g .



Rys. 4.8. Przykładowa rodzina charakterystyk dwójnika nieliniowego w modelu tranzystora MESFET

1 - małosygnałowa linia obciążenia, 2 - wielkosygnałowa linia obciążenia

Największej dla danego tranzystora mocy wyjściowej generatora odpowiada taka wartość rezystancji R_{dopt} , dla której iloczyn amplitud prądu I_{gom} i napięcia V_d jest największy - przy zmianach chwilowego punktu pracy w granicach wyznaczonych odpowiednio przewodzeniem i przebieciem złącza bramka-kanal. Tę wartość R_{dopt} można w przybliżeniu wyznaczyć metodą graficzną [20, 66].

Znając wielkość R_{dopt} należy określić optymalne wartości napięć V_g i V_d , odpowiednio V_{gopt} i V_{dopt} , przy których jest spełniony warunek (2.8). Moc wyjściowa tranzystora, przy uwzględnieniu warunku (4.20), może być wyznaczona z wzoru

$$P_{\text{dopt}} = \alpha \frac{|V_{\text{dopt}}|^2}{R_{\text{dopt}}}. \quad (4.21)$$

Współczynnik proporcjonalności α zależy od elementów liniowych schematu zastępczego tranzystora. Pomijając słabe zazwyczaj sprzężenie między drenem i bramką otrzymujemy

$$\alpha = \frac{R_{\text{dopt}} - R_s - R_d}{R_{\text{dopt}}}. \quad (4.22)$$

Ponieważ parametr S_{11} typowego tranzystora MESFET prawie nie zależy od mocy wejściowej [54, 40, 81], to zależność optymalnej mocy wejściowej od $|V_{\text{gopt}}|^2$ powinna być liniowa, analogicznie do funkcji (4.21) opisującej moc wyjściową. Posłużymy się tu przybliżeniem, łatwym do wyznaczenia za pomocą wzoru (4.21) i schematu zastępczego tranzystora

$$P_{\text{gopt}} = \alpha \left(\frac{g_m}{g_o + \frac{1}{R_{\text{dopt}}}} \right)^2 \frac{1}{g_{\text{max}}} \frac{|V_{\text{gopt}}|^2}{R_{\text{dopt}}}, \quad (4.23)$$

gdzie: g_m i g_o są małosygnalowymi wartościami odpowiednio transkonduktancji \bar{G}_m i konduktancji \bar{G}_o .

Maksymalna moc wyjściowa tranzystora P_{sat} jest ograniczona wartością

$$P_{\text{sat}} = \alpha \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{\text{Dm}}^2}{R_{\text{dopt}}}, \quad (4.24)$$

gdzie: V_{Dm} jest maksymalną wartością napięcia dren-źródło (patrz rozdział 2.2).

Porównanie wzorów (4.21) i (4.23) z zależnościami odpowiednio (4.19) i (4.18), przy uwzględnieniu relacji (4.24), prowadzi do prostych związków:

$$V_{\text{dopt}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{\text{Dm}} \sqrt{1 - \frac{1}{g_{\text{max}}(f_o)}} \exp(-j2\pi f_o \tau), \quad (4.25)$$

$$V_{\text{gopt}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{\text{Dm}} \frac{g_o + \frac{1}{R_{\text{dopt}}}}{g_m} \sqrt{\ln[g_{\text{max}}(f_o)]}, \quad (4.26)$$



gdzie przyjęto, że faza napięcia V_{gopt} jest równa zero. Parametry wzorów (4.25) i (4.26) mogą być wyznaczone ze zmierzonych charakterystyk statycznych tranzystora (R_{dopt} , V_{Dm}) i małosygnalowych parametrów S w wybranym punkcie pracy (g_m , g_o , g_{max}).

Z chwilą określenia wartości napięć V_{gopt} i V_{dopt} można obliczyć, korzystając z równań obwodowych liniowej części schematu zastępczego (rys. 4.7), wartości napięć i prądów na zaciskach schematu tranzystora: V_{gs} , V_{ds} , I_g , I_d . W następnym etapie należy wybrać konfigurację obwodu dopasowującego D_t (rys. 2.3 b)). Trójwrotnik ten powinien być dopasowany impedancyjnie do współpracujących z nim: tranzystora i obciążenia. W analizowanym układzie spełnia on jednocześnie funkcję obwodu sprzężenia zwrotnego między drenem a bramką, filtru wyjściowego i transformatora impedancji obciążenia. Najprostszy obwód o stałych skupionych spełniający te wymagania przedstawiono na rys. 4.7. Element stratny, którego równoważna rezystancja reprezentuje głównie obciążenie tranzystora, może być umieszczony w dowolnej gałęzi obwodu dopasowującego, a wybór którejkolwiek z nich jest podyktowany względami możliwości realizacji fizycznej obwodu. Zatem przedstawiona metoda projektowania, jakkolwiek przybliżona, jest metodą ogólną - słuszną dla wszystkich praktycznych konfiguracji generatorów z tranzystorami MESFET.

Wybór rodzaju obwodu dopasowującego jest również ograniczony koniecznością zminimalizowania liczby zer i biegunów funkcji opisującej zastępczą impedancję obciążenia tranzystora wewnętrznego w sąsiedztwie częstotliwości drgań f_o . Ma to na celu eliminację możliwości powstawania drgań pasożytniczych o częstotliwościach różnych od żądanej wartości f_o , a także zjawiska histerezy podczas przestrajania generatora [44]. Dla uniknięcia drgań pasożytniczych tego rodzaju obwód dopasowujący powinien w ogólnym przypadku zawierać jak najmniejszą liczbę elementów. Dla przykładu, jeżeli warunek dopasowania na wejściu i wyjściu tranzystora odpowiada pracy obwodów bramki i drenu w pobliżu rezonansu szeregowego (przypadek tranzystora MESFET w formie tzw. "chip'u" zilustrowany na rys. 4.7), to odpowiedni z powyższych względów obwód dopasowujący ma topologię typu T. Do obliczenia wartości elementów dopasowujących generatora można wykorzystać metody przedstawione w pracach [69, 24], a także metodę dyskusowaną w publikacji [42]. Przykłady realizacji obwodów dopasowujących mikrofalowych generatorów z tranzystorami MESFET zawierają między innymi prace: [66] dla przypadku obwodów o stałych rozłożonych oraz [41, 79] poświęcone obwódcom o stałych skupionych.



4.4. Wyniki badań

W celu sprawdzenia przydatności opisanej w rozdziale 4 metodyki projektowania generatorów mikrofalowych z tranzystorami MESFET przeprowadzono następujące badania eksperymentalne:

- 1) pomiary częstotliwości i poziomu mocy generowanych drgań w funkcji parametrów zewnętrznego obwodu wyjściowego,
- 2) pomiary dobroci wypadkowej obwodu rezonansowego generatora,
- 3) pomiary mocy i częstotliwości generowanych drgań w funkcji napięć zasilających tranzystor, przy ustalonych parametrach obwodu zewnętrznego.

Pomiary te wykonano dla kilku różnych tranzystorów polowych MESFET, pracujących w zakresie częstotliwości 10 GHz.

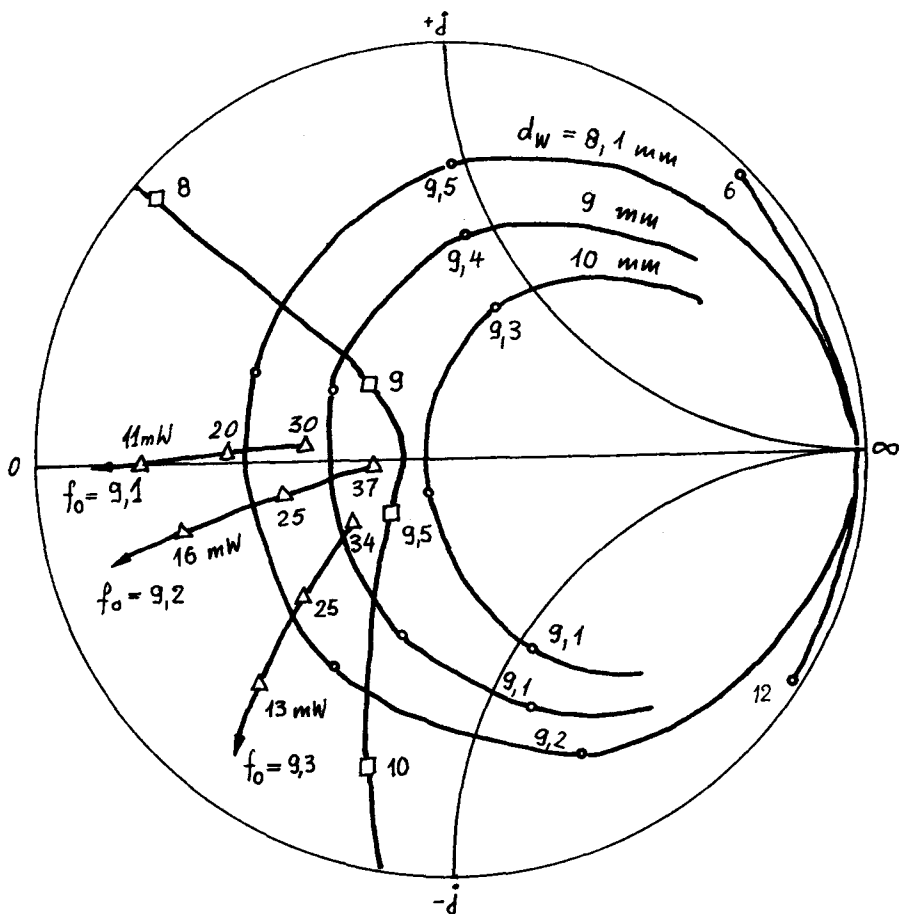
Celem tak zaplanowanych badań było ponadto potwierdzenie przydatności schematów zastępczych przyjętych do opisu badanych generatorów. Potwierdzają one zarazem słuszność opisanych w rozdziale 3 wielkosygnalowych modeli tranzystorów polowych MESFET, przeznaczonych do generacji i wzmacniania mikrofal.

Jako pierwsze wykonano pomiary mocy i częstotliwości generowanych drgań oraz zastępczej wielkosygnalowej admitancji Y_D dwójnika aktywnego dla generatora z tranzystorem 2N6680. Wyniki tych pomiarów przedstawiono na rys. 4.9, natomiast konstrukcję i schemat zastępczy badanego układu - na rys. 4.10 [A2, A4]. Można wykazać, że moc wyjściowa generatora utworzonego przez obciążenie dwójnika aktywnego admitancją $Y_L = -Y_D$ jest równa

$$P_{osc} = P^+ (|\Gamma_D|^2 - 1), \quad (4.27)$$

gdzie: P^+ oznacza moc fali padającej w układzie do pomiaru współczynnika odbicia Γ_D w płaszczyźnie połączenia przewodnicy falowej o admitancji charakterystycznej Y_0 z dwójnikiem o admitancji Y_D . Maksymalną moc wyjściową, $P_{osc m} = 37$ mW, uzyskano dla badanego dwójnika aktywnego przy częstotliwości 9,2 GHz. Eksperymentalnie stwierdzono zawartość harmonicznych mniejszą od - 35 dB, co potwierdza założenie o monochromatycznej pracy układu - to jest o harmonicznym przebiegach prądu i napięcia na zaciskach dwójnika aktywnego. Wyniki pomiarów dwójnika aktywnego przedstawione na rys. 4.9 określają, zgodnie z warunkiem podtrzymania drgań (4.9), zależność mocy i częstotliwości drgań od admitancji obciążenia Y_L . Ponieważ przekładnia n_2 transformatora wyjściowego w obwodzie z rys. 4.10 b) zależy od szerokości otworu przesłony indukcyjnej d_w [A4] (patrz także rozdział 5.2), to admitancja Y_L jest funkcją parametru d_w . Zilustrowano to odpowiednimi wykresami na rys. 4.9, uzyskanymi doświadczal-

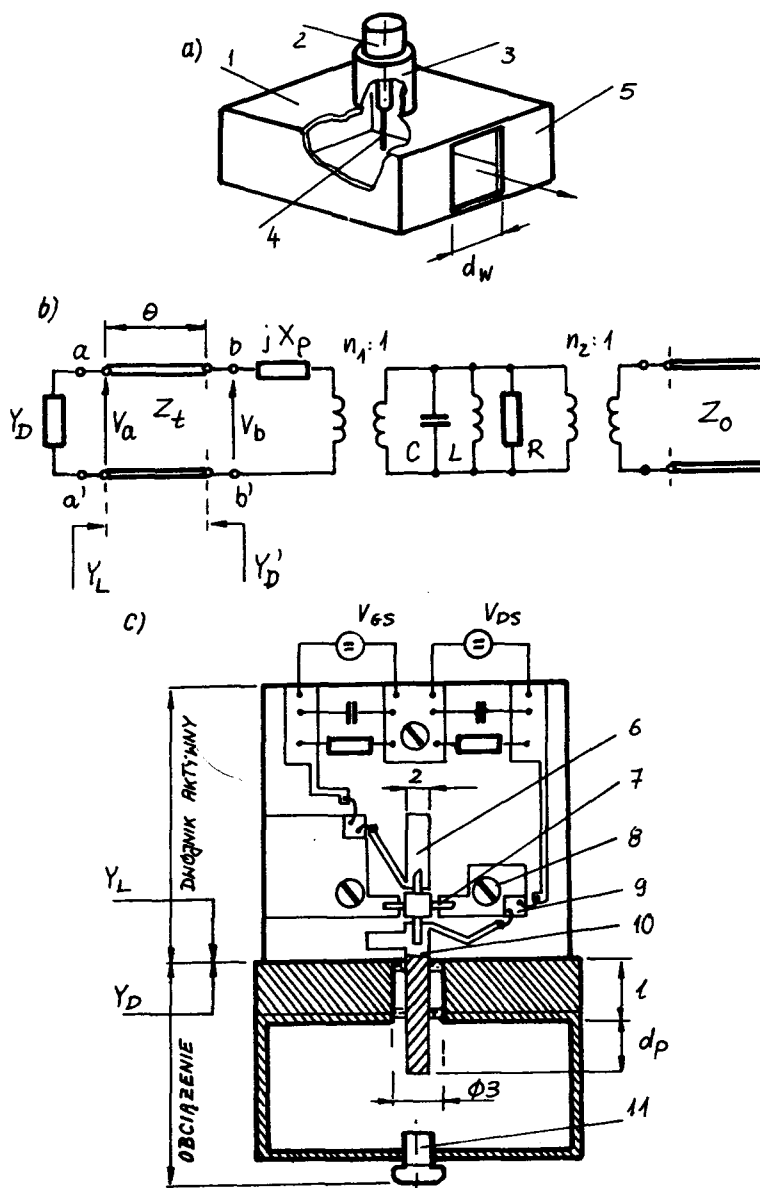




Rys. 4.9. Wyniki badań generatora o konstrukcji jak na rys. 4.10 zawierającego tranzystor 2N6680

□—□— małosygnalowa admitancja dwójnika aktywnego, $-Y_D(0, f)/Y_0$, \triangle — wielosygnalowa admitancja dwójnika aktywnego, $-Y_D(P_{osc}, f)/Y_0$, \circ — \circ — admitancja obciążenia, $Y_L(f)/Y_0$. Częstotliwości wyrażono w GHz, $Y_0 = 20 \text{ mS}$, $V_{DS} = 4 \text{ V}$, $V_{GS} = -0,5 \text{ V}$, $I_D = 30 \text{ mA} = 0,5 I_{DSS}$, wymiary rezonatora: $22,9 \text{ mm} \times 10,2 \text{ mm} \times 17,0 \text{ mm}$, inne parametry konstrukcyjne: $l = 5,2 \text{ mm}$, $d_p = 5,5 \text{ mm}$

nie. W ten sposób wielkość d_w (przy ustaleniu pozostałych parametrów konstrukcyjnych generatora) wyznacza punkt wielosygnalowej pracy dwójnika aktywnego, a zatem częstotliwość drgań i poziom mocy generowanej w układzie jak na rys. 4.10 a).



Rys. 4.10. Generator z rezonatorem wnąkowym sprzężonym za pomocą sondy: a) budowa, b) schemat zastępczy, c) zarys konstrukcji generatora zrealizowanego z użyciem tranzystora MESFET [A4, A2]

1 - rezonator wnąkowy, 2 - dwójnik aktywny, 3 - transformator współosiowy, 4 - sonda, 5 - przesłona indukcyjna, 6 - obwód bramki tranzystora, 7 - doprowadzenie źródła, 8 - wkręt uziemiający, 9 - kondensator ceramiczny, 10 - obwód drenu, 11 - wkręt metalowy

Uzyskano dużą zgodność obliczonych teoretycznie i zmierzonych charakterystyk mocy wyjściowej i częstotliwości drgań, przy czym moc maksymalna wyniosła $P_{osc} = 40$ mW przy częstotliwości 9,18 GHz, dla $d_w = 9,8$ mm [A4]. Potwierdza to słuszność przyjętej metody badania generatora i przydatność przedstawionego schematu (rys. 4.10 b)) do opisu generatora o konstrukcji jak na rys. 4.10 a).

Drugą grupę badań stanowią pomiary dobroci wypadkowej Q_w obwodu rezonansowego generatora wykonane przez pomiar zakresu synchronizacji bezpośredniej sygnałem harmonicznym [47]. W trakcie wykonywania pomiarów w układzie jak na rys. 4.10 z tranzystorem 2SK273 ($I_{DSS} = 65$ mA) zapewniono stałość mocy i częstotliwości drgań swobodnych ($P_{osc} = 43$ mW przy $f_o = 9,1$ GHz), to jest utrzymywano stałą wartość admitancji obciążenia Y_L [A4]. Uzyskane wyniki przedstawiono w tabeli 4.2.

T a b e l a 4.2

d_p [mm]	4,5	5,0	5,4	5,8
d_w [mm]	8,1	8,7	9,5	10,0
Q_w [-]	264	201	153	129

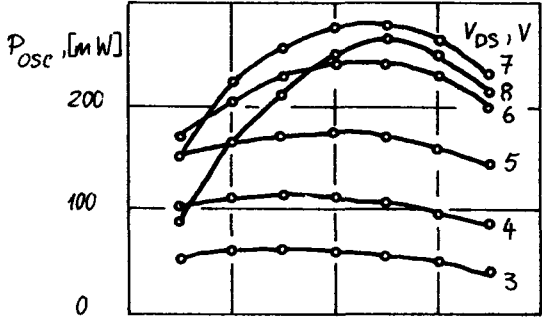
Potwierdzają one prawidłowość przedstawionej w rozdziale 4.2 formy opisu generatorów tranzystorowych. Wskazują one także na możliwość uzyskania stałych mocy i częstotliwości drgań przy różnych wartościach dobroci wypadkowej obwodu generatora. Własność tę, mającą duże znaczenie praktyczne, omówiono bardziej szczegółowo w rozdziale 5.2.

Badania opisane w punktach 1 i 2 przeprowadzono wielokrotnie dla różnych wartości napięć zasilania tranzystorów. Uzyskane zależności mocy wyjściowej, sprawności przetwarzania i składowej stałej prądu bramki dla tranzystora średniej mocy 2SK279 ($P_{sat} = 0,5$ W) przedstawiono na rys. 4.11.

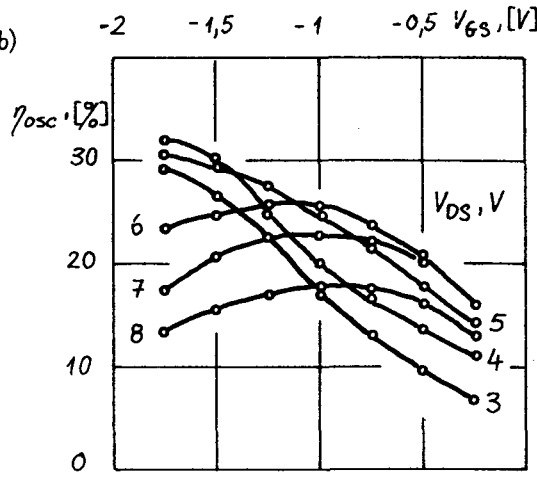
Charakterystyki te zmierzono w układzie generatora z rezonatorem węgłowym przy częstotliwości $f_o = 9,4$ GHz. Długość sondy i szerokość otworu przesłony indukcyjnej była ustalona i wynosiła odpowiednio $d_p = 5,5$ mm i $d_w = 11,0$ mm. W zakresie napięć $V_{DS} < 4$ V składowa stała prądu bramki praktycznie nie płynie, z czego wynika, że amplituda drgań na zaciskach tranzystora jest zbyt mała, aby wywołać przewodzenie czy przebicie złącza bramka-kanal.

W tych warunkach sprawność generatora osiąga maksimum (około 32%) dla dużych wartości $|V_{GS}|$, co odpowiada pracy tranzystora w klasie AB. Ograniczenie mocy wyjściowej i sprawności dla małych napięć drenu V_{DS} wynika głównie ze skończonego spadku napięcia na rezystancji kanału w stanie włączenia tranzystora (około 1,5 V dla badanego przyrządu). Dla napięć polaryzacji $V_{DS} > 5$ V o wartościach mocy wyjściowej i sprawności decydują głównie dwa zjawiska: przewodzenie i przebicie złącza bramkowego. Pierwsze uwidacznia się na wykresach z rys. 4.11 przy małych co do

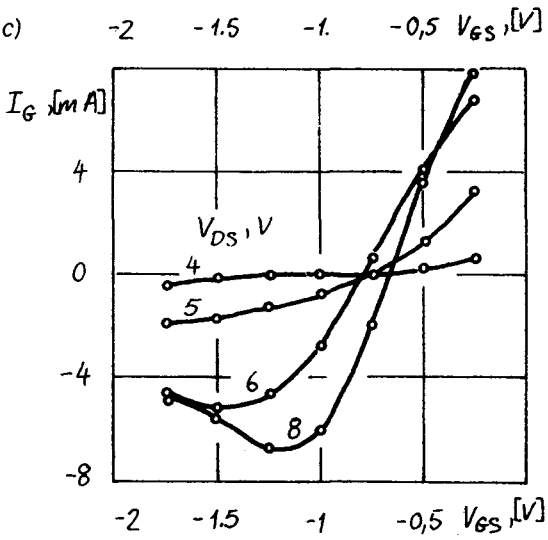
a)



b)



c)



Rys. 4.11. Zmierzone charakterystyki generatora z tranzystorem 2SK279: a) moc wyjściowa, b) sprawność przetwarzania, c) składowa stała prądu bramki w funkcji napięcia V_{GS} przy różnych wartościach napięcia V_{DS}



wartości bezwzględnej napięciach V_{GS} , natomiast drugie dominuje przy dużych wartościach modułu $|V_{GS}|$. Składowa stała prądu bramki przyjmuje odpowiednio wartości dodatnie i ujemne, przy czym dla badanego układu oba jej komponenty (to jest dodatni reprezentujący przewodzenie i ujemny związany z przebiciem) znoszą się dla $V_{GS} \cong -0,75$ V. Przy napięciach bramka-źródło mniejszych od $-1,75$ V generator cechował się tak zwanym "twardym" wzbudzeniem drgań [69].

W żadnym z rozpatrywanych przypadków sprawność układu nie przekroczyła wspomnianej wartości maksymalnej. Moc wyjściowa osiąga maksimum $P_{osc m} = 275$ mW, ze sprawnością 22,5%, przy $V_{DS} = 7$ V i $V_{GS} = -1$ V (rys. 4.11 a)). Częstotliwość drgań jest w tych warunkach równa 9407 MHz. Wartość f_0 rośnie ze wzrostem modułu napięcia polaryzującego bramkę, co można objaśnić zależnością pojemności C_{gs} od napięcia. Zmiana częstotliwości na jednostkę napięcia V_{GS} wynosi typowo 80÷100 MHz/V. Zależność częstotliwości od napięcia stałego dren-źródło jest słabsza i na ogół niemonotoniczna. Odpowiadający jej współczynnik zmian częstotliwości nie przekracza lokalnie wartości 20 MHz/V, dla napięć V_{DS} od 2 V do 8 V. Wypadkowy współczynnik dobroci obwodu generatora, wyznaczony metodą synchronizacji bezpośredniej [47], wynosił przy tym $Q_w = 110$.

Wyniki przeprowadzonych pomiarów potwierdzają słuszność zaproponowanych przez autora metod opisu mikrofalowych elementów aktywnych jakim jest tranzystor polowy MESFET. Wyznaczone doświadczalnie charakterystyki mocy wyjściowej i częstotliwości generowanych drgań są zgodne z odpowiednimi charakterystykami obliczonymi według wzoru (4.27), gdy znana jest wielkosygnałowa admitancja dwójnika aktywnego zawierającego tranzystor MESFET. Ponadto potwierdzają one ograniczenia energetyczne zachodzące w tranzystorze wskutek przewodzenia i przebicia złącza bramkowego. Zjawiska te uwidaczniają się w różnych obszarach charakterystyk generatora, co wskazuje jak dobierać punkt pracy tranzystora, aby pracował on z możliwie największą sprawnością.

5. WIELOTRANZYSTOROWE UKŁADY GENERACYJNE

5.1. Uwagi ogólne

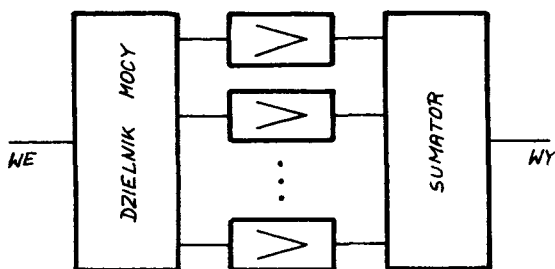
Jednym z ważniejszych zagadnień w technice mikrofalowej jest realizacja źródeł półprzewodnikowych o odpowiedniej sprawności energetycznej i żądanym poziomie mocy wyjściowej. W większości przypadków tak sformułowanych wymagań nie może spełnić jeden element aktywny, jakim jest tranzystor MESFET lub dioda półprzewodnikowa. Dlatego ciągle aktualnym zagadnieniem jest sumowanie mocy, które można zrealizować jednym z wymienionych sposobów:



1) łączenie wielu elementarnych struktur MESFET we wspólnej oprawce (problem ten przeanalizowano w rozdziale 2.2 niniejszej pracy),

2) realizacja źródła półprzewodnikowego w postaci układu jak na rys. 5.1, cechą charakterystyczną tego sposobu realizacji jest podnoszenie poziomu mocy w układach wzajemnie izolowanych wzmacniaczy [70],

3. realizacja układów generacyjnych wieloelementowych, opisanych w pracach [68, 22]; istotną cechą tego rozwiązania jest silne sprzężenie wielu elementów aktywnych - z polem wspólnej wnęki rezonansowej [46] lub w specjalnie zaprojektowanym do tego celu układzie [45, 60].

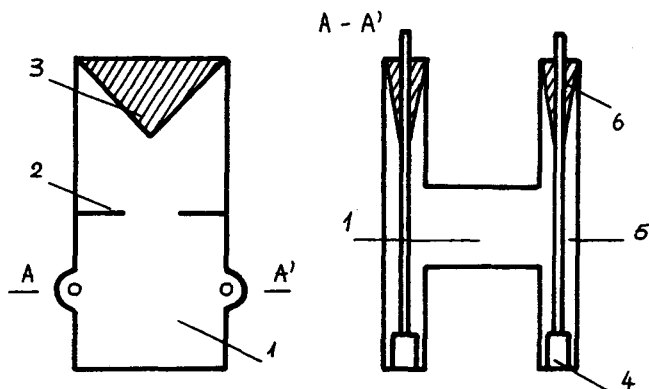


Rys. 5.1. Układ sumowania mocy wyjściowej wzmacniaczy

Niska efektywność sumowania metodą opisaną w punkcie pierwszym jest głównym z powodów, dla których ten sposób sumowania mocy nie został szeroko rozpowszechniony. Drugie rozwiązanie charakteryzuje się szeregiem zalet, takich jak duża stabilność układu, duża niezawodność, niski poziom szumów fazowych, mała wrażliwość na zmiany warunków zasilania i jest ono stosowane głównie w urządzeniach profesjonalnych. Do wad tego rozwiązania należy zaliczyć niską sprawność przetwarzania i złożoność konstrukcji wynikającą z konieczności stosowania dwóch obwodów sumowania mocy (dzielnik-sumator) i N obwodów wzmacniaczy. Z rozważań przeprowadzonych w pracy [68] wynika, że dla większości zastosowań kompromisowe jest rozwiązanie opisane w punkcie trzecim. Sprowadza się ono do umieszczenia kilku obwodów aktywnych w jednym obwodzie rezonansowym. Takie rozwiązanie odznacza się prostą konstrukcją i stosunkowo dużą sprawnością przetwarzania. Możliwy jest przy tym taki wybór warunków pracy dla poszczególnych tranzystorów, w których uzyskuje się sygnał wyjściowy o dużym poziomie mocy przy zadowalającej sprawności przetwarzania i niewielkim poziomie zawartości harmonicznych. Z tego też powodu stało się ono przedmiotem rozważań niniejszej pracy.

5.2. Generatory wielotranzystorowe

W pracy wykorzystano jedną z najbardziej efektywnych metod sumowania mocy drgań mikrofalowych przez sprzężenie elementów aktywnych z rezonatorem cylindrycznym [23] lub prostokątnym [46]. W znanych układach tego rodzaju każdy z dwójnikowych elementów aktywnych (na przykład diod Gunna) jest sprzężony z polem elektromagnetycznym wewnątrz rezonatora za pomocą linii współosiowej jak na rys. 5.2.



Rys. 5.2. Schematyczny przekrój poprzeczny generatora Kurokawy [46]

1 - rezonator wnekowy, 2 - przesłona indukcyjna,
3 - obciążenie, 4 - element aktywny, 5 - linia współosiowa, 6 - obciążenie stabilizujące

Dobroć rezonatorów współosiowych obniżono wprowadzając obciążenia absorpcyjne (patrz rys. 5.2), co zapobiega niestabilnej pracy generatora - to jest skokowym zmianom amplitudy i częstotliwości drgań przy zmianach warunków zasilania lub obciążenia układu. Stosowanie obciążeń absorpcyjnych wiąże się naturalnie ze znacznym obniżeniem sprawności energetycznej generatora [39, 49]. Dlatego w pracy podjęto próbę syntezy wielotranzystorowego układu generatora, w którym nie zachodzi konieczność wprowadzania stratnych obciążeń stabilizujących. Wyniki przeprowadzonych badań tego zagadnienia opublikowano w [A4]. W zaproponowanym układzie wykorzystano sprzężenie z polem elektromagnetycznym rezonatora za pomocą sondy pojemnościowej. Układ ten cechuje łatwość niezależnych regulacji podstawowych parametrów generatora (częstotliwości drgań, mocy wejściowej i dobroci obciążonej obwodu rezonansowego generatora), bez kłopotliwych zmian konstrukcyjnych wymaganych w innych tego typu rozwiązaniach (por. [2]). Umożliwia to realizację generatorów wieloelementowych o zwiększonej licz-

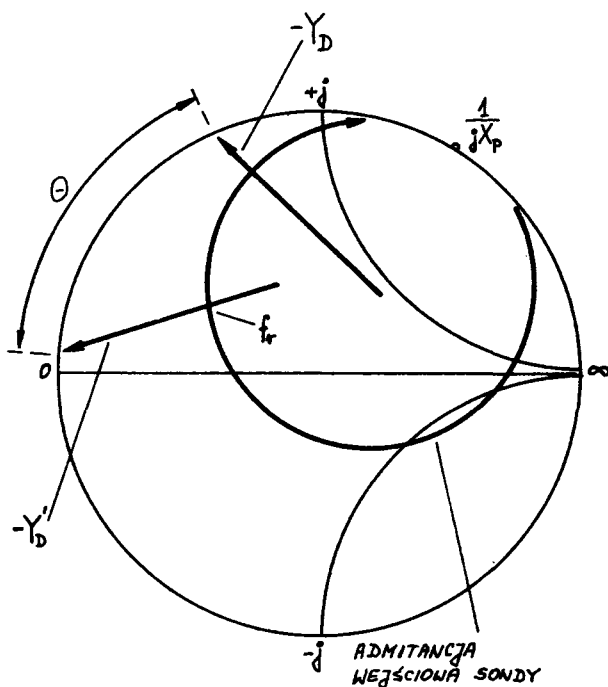
bie elementów aktywnych na jednostkę długości rezonatora - z wykorzystaniem sprzężenia zarówno z polem magnetycznym, jak i elektrycznym wewnątrz wnęki [A7, 49].

Posługując się pojęciem dwójnika aktywnego opisanego w rozdziale 4.2 przeprowadzono w niniejszym rozdziale analizę warunków drgań generatora wielotranzystorowego i określono sposoby eliminacji drgań rodzajów niepożądanych. Wyznaczono zależności współczynnika dobroci zastępczego obwodu generatora i częstotliwości drgań od liczby elementów aktywnych w układzie. Zależności te tworzą teoretyczną podstawę metodyki projektowania układów wielotranzystorowych [A3]. W metodyce tej można wyróżnić dwie ściśle związane ze sobą części, z których pierwsza stanowi analizę warunków drgań układu z pojedynczym elementem aktywnym. Z tego też powodu została ona przedstawiona w poniższym rozdziale.

Zarys konstrukcji generatora jednoelementowego pokazano na rys.4.10a). Element aktywny umieszczono na jednym z końców odcinka linii współosiowej spełniającego rolę transformatora impedancji. Drugi koniec transformatora jest sprzężony z polem elektrycznym rezonatora wnękowego za pomocą sondy. Rezonator jest sprzężony z torem falowodowym za pomocą przesłony indukcyjnej. Schemat zastępczy generatora dla częstotliwości bliskich częstotliwości f_r rodzaju podstawowego H_{101} przedstawiono na rys.4.10 b). Dwójnik aktywny jest reprezentowany przez admitancję $Y_D(|V_a|, f)$, której część rzeczywista jest ujemna w pewnym przedziale częstotliwości zawierającym f_r , przy czym V_a jest zespoloną amplitudą napięcia na zaciskach a-a' przy częstotliwości f . Rezonator wnękowy zastąpiono równoległym obwodem LCR, wielkość X_p jest reaktancją sondy [35], a transformator wejściowy ($n_1:1$) reprezentuje sprzężenie za pomocą sondy. Impedancję charakterystyczną transformatora współosiowego o długości θ oznaczono symbolem Z_t . Idealny transformator wyjściowy ($n_2:1$) przedstawia sprzężenie za pośrednictwem przesłony indukcyjnej.

Jak wynika z rys. 4.10 b) dwójnik aktywny jest obciążony admitancją $Y_L(f)$. W stanie ustalonym warunek generacji jest opisany wzorem (4.9), w którym należy podstawić: $V = V_a$ oraz $\omega = 2\pi f$. Założymy, że admitancja Y_D nie zależy od częstotliwości i jest monotoniczną funkcją wielkości $|V_a|$. Można ją zatem zobrazować na wykresie Smitha za pomocą pojedynczej linii przyrzędu ($-Y_D$) [39], jak to pokazano przykładowo na rys. 5.3. Strzałką oznaczono kierunek zmian admitancji $-Y_D$ ze wzrostem modułu $|V_a|$. Admitancja wejściowa sondy Y_p , widziana na zaciskach b-b' schematu zastępczego, może być przedstawiona na wykresie Smitha w postaci okręgu (rys.5.3). W tym przypadku grot strzałki wskazuje kierunek zmian admitancji Y_p przy wzroście częstotliwości. Punkt przecięcia linii odwzorowującej admitancję wejściową sondy z linią reprezentującą admitancję Y'_D (czyli przetransformowaną admitancję dwójnika aktywnego) wyznacza częstotliwość i ampli-

tudę drgań na zaciskach a-a' obwodu z rys. 4.10 b). Kąt przecięcia między wspomnianymi liniami powinien być zawarty w przedziale od 0 do π radianów - dla uzyskania drgań stabilnych [39]. Dobierając odpowiednio długość θ transformatora współosiowego można uzyskać drgania przy częstotliwości rezonansowej f_r rezonatora wnątkowego.



Rys. 5.3. Interpretacja graficzna warunku drgań

Przy doborze wielkości θ należy uwzględnić konieczność wyeliminowania możliwości jednoczesnego spełnienia warunku (4.9) dla kilku różnych częstotliwości. Trzeba przy tym rozważyć wszystkie możliwe położenia admitancji Y_p sondy na wykresie Smitha. Krzywa ta zmierzona w szerokim pasmie częstotliwości ma kształt pętli, a nie okręgu, co jest spowodowane głównie zależnością reaktancji X_p sondy od częstotliwości [35, 12]. Również nie jest w pełni spełnione przyjęte wcześniej założenie o niezależności admitancji dwójnika aktywnego od częstotliwości (por. rys. 4.9). Z faktów tych wynikają pewne ograniczenia, uniemożliwiające zastosowanie niektórych typów dwójnikowych elementów aktywnych w analizowanym układzie.

Wejściowy współczynnik sprzężenia (β_1), dla przypadku sondy umieszczonej w obszarze maksymalnej wartości natężenia pola elektrycznego w rezonatorze prostopadłościennym, jest dany wzorem [35]

$$\beta_1 = \frac{n_1^2 R}{df Z_t} = \frac{120 \pi Q}{2abcZ_t} \left(\frac{\lambda}{\pi}\right)^3 \tan^2\left(\frac{\pi d_p}{\lambda}\right), \quad (5.1)$$

gdzie: a, b, c - wymiary rezonatora,

$Q = R \sqrt{C/L}$ dobroć obwodu nieobciążonego,

λ - długość fali w próżni,

d_p - długość sondy.

Zgodnie z teorią podaną w pracy [13] można określić przybliżoną zależność wyjściowego współczynnika sprzężenia (β_2) od szerokości otworu przesłony indukcyjnej d_w

$$\beta_2 = \frac{R}{df Z_o} \approx \frac{Q \lambda^2 a^2}{8\pi c^4} \tan^4\left(\frac{\pi d_w}{2a}\right). \quad (5.2)$$

Zależności (5.1) i (5.2) pozwalają oszacować wartości przekładni n_1 i n_2 transformatorów idealnych dla danych parametrów, odpowiednio d_p i d_w . Jak wynika z rys. 4.10 b) impedancja wejściowa sondy Z_p , dla częstotliwości bliskich częstotliwości rezonansowej f_r , może być przybliżona wyrażeniem

$$Z_p \approx (n_1 n_2)^2 Z_o + jX_p. \quad (5.3)$$

Impedancja Z_p , a tym samym admitancja Y_L przy ustalonych parametrach transformatora współosiowego, zależą od iloczynu $n_1 n_2$. Z drugiej strony, zmiany parametru n_2 mają wpływ na wartości dobroci wypadkowej obwodu rezonansowego w generatorze

$$Q_w \approx n_2^2 Z_o \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad (5.4)$$

przy czym dobroć nie zależy od przekładni n_1 . Zatem zmieniając przekładnię n_2 transformatora wyjściowego przy stałej wartości iloczynu $n_1 n_2$ można otrzymać żadaną wartość admitancji Y_L (odpowiadającą przykładowo maksymalnej mocy wyjściowej generatora dla danego dwójnika aktywnego) przy różnych wartościach dobroci Q_w . Można to zrealizować przez odpowiedni dobór szerokości otworu przesłony indukcyjnej i długości sondy. W praktyce częstotliwość drgań, moc wyjściowa i dobroć mogą być regulowane niezależnie - bez znacznych zmian konstrukcyjnych niezbędnych w innych układach generatorów wykorzystujących rezonatory wnękowe [2]. W rozdziale 4.4 przedstawiono wyniki doświadczeń potwierdzających tę cechę proponowanego układu; umożliwiła ona opracowanie nowej klasy wieloelementowych generatorów mikrofalowych [A7, 49], nie omawianych w niniejszej pracy.

Należy dodać, że nie w każdym przypadku konieczne jest stosowanie transformatora współosiowego w generatorze jak na rys. 4.10 a). Może on

być zastąpiony odcinkiem niesymetrycznej linii paskowej. Alternatywne rozwiązanie polega na odpowiednim doborze struktury "dwójnika aktywnego", wartości elementów obwodu sprzężenia zwrotnego i średnicy sondy tak, aby warunek drgań (4.9) był spełniony wyłącznie przy częstotliwości rezonansowej wnęki z maksymalną dla danego tranzystora mocą wyjściową generatora. W takim przypadku dwójnik aktywny (szczególnie monolityczny) jest bezpośrednio obciążony sondą zanurzoną w polu rezonatora wnękowego. Wyniki doświadczeń przeprowadzonych przez autora z użyciem obwodów wykonanych techniką niesymetrycznych linii paskowych potwierdzają użyteczność proponowanej realizacji generatora [A12].

Generator wielotranzystorowy omawianego typu zawiera N dwójników aktywnych obciążonych sondami sprzężonymi z polem elektromagnetycznym rodzaju H_{10N} rezonatora prostopadłościennego. Odległości między kolejnymi sondami struktury są równe połowie długości fali w rezonatorze. Schemat zastępczy generatora przedstawiono na rys. 5.4, przy czym każdy z przyrządów aktywnych jest reprezentowany admitancją $Y'_D(|V_{bk}|, f)$ (por. rys. 4.10 b)), gdzie V_{bk} oznacza zespoloną amplitudę napięcia na umownych zaciskach wejściowych k -tej sondy, $k = 0, 1, \dots, N$. Dla uproszczenia analizy założono, że dwójniki aktywne generatora mają jednakowe właściwości elektryczne. W schemacie zastępczym układu można wyróżnić obwód sumowania mocy o N wrotach wejściowych, opisany macierzą admitancyjną $[Y_s]$:

$$[Y_s] = \begin{bmatrix} Y'_p & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Y'_p & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & Y'_p \end{bmatrix} - \frac{Y_p'^2}{Y_r + NY_p'} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{N \times N}, \quad (5.5)$$

gdzie:

$$Y'_p = 1/(jX_p), \quad (5.6)$$

$$Y_r = \frac{1}{n_1^2} \sqrt{\frac{C}{L}} \left[\frac{1}{Q_w} + j \left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right) \right]. \quad (5.7)$$

Warunki drgań generatora wynikają z równań macierzowych obwodu zastępczego:

$$([Y_s] + [Y_a]) [V_b] = [0], \quad (5.8)$$

przy czym

$$[Y_a] = \begin{bmatrix} Y'_D(|V_{b1}|, f) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Y'_D(|V_{b2}|, f) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & Y'_D(|V_{bN}|, f) \end{bmatrix}, \quad (5.9)$$

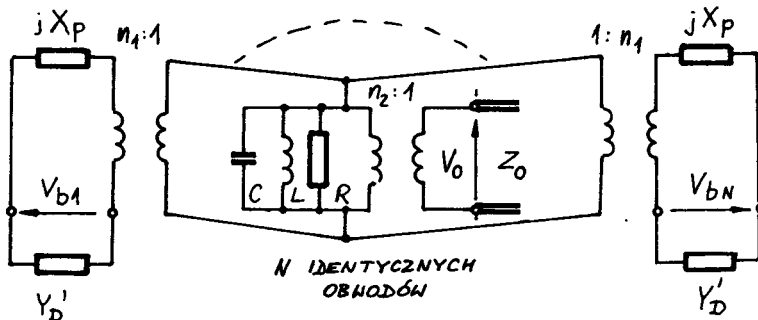


przedstawia część aktywną układu, natomiast

$$V_b = \begin{bmatrix} V_{b1} \\ V_{b2} \\ \vdots \\ V_{bN} \end{bmatrix}, \quad (5.10)$$

jest wektorem napięć na zaciskach dwójników aktywnych Y'_D . Łatwo wykazać, że napięcie wyjściowe V_0 generatora może być wyznaczone z zależności

$$V_0 = \frac{1}{n_2} \frac{1}{N + jX_p Y_r} \sum_{k=1}^N V_{bk}. \quad (5.11)$$



Rys. 5.4. Schemat zastępczy generatora zawierającego N przyrządów aktywnych

Analizując warunki drgań generatora wielotranzystorowego rozważmy w pierw te nietrywialne rozwiązania układu równań (5.8), które cechuje równość modułów: $|V_{b1}| = |V_{b2}| = \dots = |V_{bN}| = |V|$. Korzystając z wzorów (5.5) i (5.9) równanie (5.8) można przekształcić do postaci

$$A_1 \begin{bmatrix} V_{m1} \\ V_{m2} \\ \vdots \\ V_{mN} \end{bmatrix} = A_2 \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & 1 & & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{m1} \\ V_{m2} \\ \vdots \\ V_{mN} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

gdzie:

$$A_1 = Y'_p + Y'_D, \quad (5.13)$$

$$A_2 = \frac{Y_p'^2}{Y_r + N Y_p'}, \quad (5.14)$$

natomiast liczba całkowita m jest wskaźnikiem rodzaju drgań.

Równania (5.12) są spełnione wtedy, gdy:

$$1) (m = 0) V_{01} = V_{02} = \dots = V_{0N} = \text{const} \quad (5.15)$$

i wówczas $A_1 = NA_2$, czyli

$$-Y'_D(|V|, f) = \frac{1}{jX_p + \frac{N}{Y_r(f)}}; \quad (5.16)$$

2) ($m > 1$) - suma wszystkich elementów wektora $[V_b]$ jest równa zeru

$$\sum_{k=1}^N V_{mk} = 0, \quad (5.17)$$

co jest możliwe, gdy $A_1 = 0$ i w konsekwencji

$$-Y'_D(|V|, f) = \frac{1}{jX_p}, \quad (5.18)$$

niezależnie od wartości wskaźnika m .

Wektory $[V_m]$ napięć na elementach aktywnych odpowiadające obu rodzajom rozwiązań, to jest spełniające zarówno związek (5.15), jak i (5.17), mogą mieć ogólną postać

$$[V_m] = A \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(jmp) \\ \exp(j2mp) \\ \vdots \\ \exp[j(N-1)mp] \end{bmatrix}, \quad m=0,1,\dots,N-1, \quad (5.19)$$

co łatwo sprawdzić przez podstawienie do wzoru (5.12), przy czym $p = 2\pi/N$, natomiast A jest stałą.

Porównując zależności (5.11), (5.15) i (5.17) widzimy, że pożądanym rodzajem drgań jest rodzaj związany z $m = 0$. Charakteryzuje się on równością faz napięć na dwójnikach aktywnych, a tym samym maksymalną amplitudą napięcia na wyjściu generatora. Prawa strona wyrażenia (5.16) wyznacza zastępczą admitancję obciążenia każdego z elementów aktywnych dla drgań rodzaju $m = 0$.

Drgania opisane wektorami (5.19) dla $m > 1$ odpowiadają zerowej wartości napięcia V_0 , a więc i mocy na wyjściu układu równej zeru. Dla uniknięcia takich warunków pracy generatora należy zaprojektować jego obwód w ten sposób, aby dla każdej z możliwych amplitud i częstotliwości drgań była spełniona nierówność

$$-Y'_D \neq \frac{1}{jX_p}. \quad (5.20)$$



Wyklucza ona możliwość spełnienia równań (5.12) dla sumy napięć (5.17) równej zero. W przypadku dwójników aktywnych o susceptancji słabo zależnej od częstotliwości spełnienie warunku (5.20) nie jest trudne, co zilustrowano na rys. 5.3.

Obok dyskutowanych rodzajów drgań generatora wielotranzystorowego mogą istnieć inne - o niejednakowych modułach poszczególnych składowych wektora napięć $[V_b]$ w równaniu (5.8). Wynika to z faktu, że dwójniki aktywne są nieliniowe. Przypadki takie były analizowane między innymi w pracach [45, 39, 60]. Wyniki badań wykazują, że w przypadku układu zawierającego elementy aktywne o zbliżonych własnościach elektrycznych powstawanie drgań rodzajów innych od omówionych poprzednio jest mało prawdopodobne (praktycznie niemożliwe). Tezę tę potwierdzają wyniki licznych eksperymentów, w tym omówionych dalej badań prowadzonych przez autora.

Warunek (5.16) drgań pożądanego rodzaju można zapisać w postaci

$$-Z'_D = jX_p + \frac{n_1^2 N}{\sqrt{L} \left[\frac{1}{Q_{wN}} + j \left(\frac{f_{oN}}{f_r} - \frac{f_r}{f_{oN}} \right) \right]}, \quad (5.21)$$

gdzie: f_{oN} i Q_{wN} są odpowiednio częstotliwością drgań i dobrocią wypadkową obwodu generatora N-tranzystorowego. Dla przypadku generatora z pojedynczym elementem aktywnym wzór (5.21) przyjmuje postać

$$-Z'_D = jX_p + \frac{n_1^2}{\sqrt{L} \left[\frac{1}{Q_{w1}} + j \left(\frac{f_{o1}}{f_r} - \frac{f_r}{f_{o1}} \right) \right]}, \quad (5.22)$$

gdzie: f_{o1} i Q_{w1} są odpowiednio częstotliwością drgań i dobrocią dla tego przypadku. Dla wielkości Z'_D i X_p założono, że uwzględniają w sposób niejawni trudne do analitycznego opisu składowe reaktancyjne reprezentujące fizyczną nieciągłość między linią wyjściową dwójnika aktywnego Y_D i linią współosiową transformatora (por. rys. 4.10), a także nieciągłość między linią współosiową i sondą [12]. Ponadto proste modele z rysunków 4.10 b) i 5.4 nie ujmują jawnie zależności częstotliwości rezonansowej rezonatora od długości sondy d_p i szerokości otworu przesłony indukcyjnej d_w . Do oszacowania wartości elementów schematu zastępczego generatora można wykorzystać wyniki pomiarów impedancji wejściowej sondy dla kilku wartości parametrów d_p i d_w oraz pomiarów wielkosygnałowej admitancji Y'_D . Uzyskane tą drogą wyniki są obarczone błędami, zatem można założyć, że przy danej częstotliwości drgań w praktycznych układach zachodzi nierówność

$$-\text{Im} \{ Z'_D \} \neq X_p. \quad (5.23)$$

Oznacza ona, że dla spełnienia równań (5.21) i (5.22) częstotliwości f_{o1} i f_{oN} muszą się różnić od częstotliwości rezonansowej f_r tak, aby część reaktancyjna ułamków po prawej stronie wyrażeń (5.21) i (5.22) kompensowała różnicę $X_p - (-\text{Im } Z'_D)$. Ponieważ generator N-tranzystorowy zawiera dwójniki aktywne i sondy identyczne z odpowiednimi elementami generatora z pojedynczym tranzystorem, to prawe strony wyrażeń (5.21) i (5.22) muszą mieć te same wartości. Wynika z tego, że

$$NQ_{wN} = Q_{w1}, \quad (5.24)$$

oraz

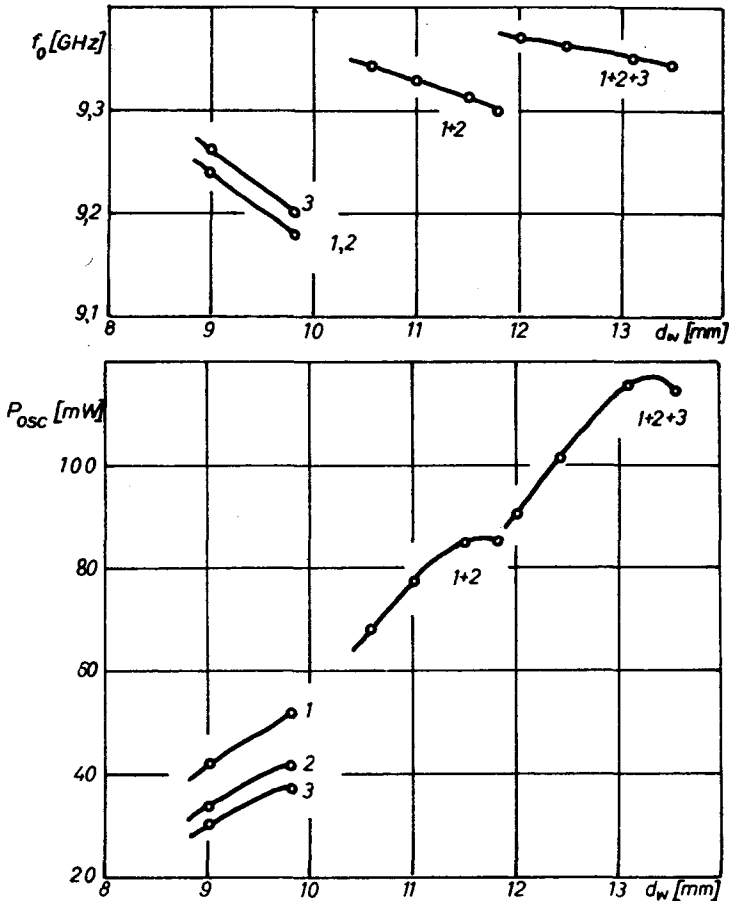
$$\frac{1}{N} \left(\frac{f_{oN}}{f_r} - \frac{f_r}{f_{oN}} \right) = \frac{f_{o1}}{f_r} - \frac{f_r}{f_{o1}}. \quad (5.25)$$

Dla realizacji warunku (5.24) należy, zgodnie z zależnościami (5.4) i (5.2), ustalić odpowiednią wartość szerokości otworu przesłony indukcyjnej. Wartość parametru d_w wzrasta z liczbą elementów aktywnych generatora. Równanie (5.25) podaje relację między częstotliwościami f_{oN} i f_{o1} . Wynika z niego, że niezależnie od znaku różnicy $f_{o1} - f_r$, wartość bezwzględna różnicy $f_{oN} - f_r$ rośnie z liczbą N . Objaśnia to wyniki pomiarów wielotranzystorowych generatorów z przyrządami MESFET przedstawione w rozdziale 5.3 i znajduje zastosowanie w metodzie konstruowania generatorów wieloelementowych przez łączenie nastrojonych modułów jednoelementowych [A3, A4].

5.3. Wyniki badań

W niniejszym rozdziale przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych generatorów wielotranzystorowych zaprojektowanych według metodyki opisanej w rozdziale 5.2. Generatory te wykonano z użyciem tranzystorów typu 2N6680. Jako pierwszy zrealizowano generator jednotranzystorowy, dla którego zmierzono charakterystyki $f_o(d_w)$ i $P_{osc}(d_w)$ - przedstawione na rys. 5.5 (krzywe "1"). Następnie wykonano układ o konstrukcji jak na rys. 5.6 zawierający dwójnik aktywny z tranzystorem MESFET. Generator dwutranzystorowy uzyskano umieszczając tak zrealizowany układ między rezonatorem pierwszego generatora a przesłoną indukcyjną. Układ ten (rys. 5.6) nastrojono wcześniej tak, aby jego charakterystyki (krzywe "2" na rys. 5.5) były zbliżone do zmierzonych charakterystyk pierwszego generatora (krzywe "1"). Podczas strojenia układu w płaszczyźnie P odcinka falowodu tworzącego ściany boczne rezonatora umieszczono zwieracz.

Wyniki pomiarów generatora dwutranzystorowego powstałego przez połączenie obu nastrojonych układów pokazano na rys. 5.5 (linie "1+2"). Krzywa odwzorowująca zależność $P_{osc}(d_w)$ jest przesunięta w kierunku więk-



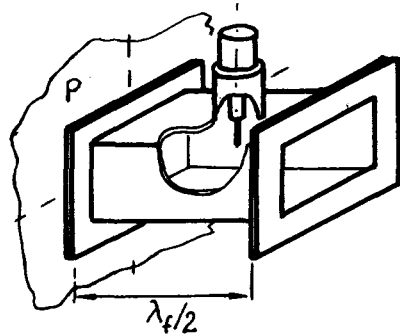
Rys. 5.5. Zmierzone charakterystyki generatorów wielotranzystorowych; $V_{DS} = 4$ V, $V_{GS} = -0,5$ V; wartość prądu I_{DSS} tranzystorów: 1 - 70 mA, 2 - 60 mA, 3 - 58 mA

szych wartości parametru d_w w porównaniu do odpowiednich linii reprezentujących generatory jednoelementowe. Przesunięcie to potwierdza przewidzianą teoretycznie prawidłowość (wzory (5.24), (5.4) i (5.2) omówioną w rozdziale 5.2. Przy szerokości otworu przesłony indukcyjnej $d_w = 11,8$ mm moc generatora dwutranzystorowego osiąga wartość $P_{osc} = 86$ mW i jest mniejsza od sumy mocy osiąganych ze składowych generatorów jednotranzystorowych badanych oddzielnie (51,0 + 41,5) mW. Rozbieżność ta wynika z

faktu, że częstotliwość f_{02} generatora dwutranzystorowego była o około 120 MHz większa od częstotliwości, przy której generatory składowe były strojone celem uzyskania maksymalnych dla danych tranzystorów mocy wyjściowych. Potwierdza to rozważane w rozdziale 5.2 zjawisko zależności częstotliwości drgań generatora wielotranzystorowego od liczby elementów aktywnych. Po obniżeniu częstotliwości rezonansowej rezonatora wnękowego za pomocą metalowego wgłębniaka moc wyjściowa generatora z dwoma tranzystorami wyniosła 94 mW przy częstotliwości 9,2 GHz.

Generator trójtranzystorowy skonstruowano dodając trzeci nastrojony układ jednoelementowy do uprzednio scharakteryzowanej pary modułów. Tym razem zaobserwowano wzrost częstotliwości drgań o wartość 170 MHz, co przedstawia rys.

5.5 (krzywe "1+2+3"). Rezonator utworzonego w ten sposób generatora trójtranzystorowego nastrojono na maksimum mocy wyjściowej. Spowodowało to obniżenie częstotliwości drgań do wartości 9.2 GHz. Wartości uzyskanej mocy wyjściowej i sprawności przetwarzania podano w tabeli 5.1. W tabeli tej podano również wyniki odpowiednich pomiarów generatora czterotranzystorowego. We wszystkich przypadkach osiągnięto sprawność sumowania mocy [68] bliską 100%, co dowodzi użyteczności proponowanego układu generatora wielotranzystorowego.



Rys. 5.6. Układ z pojedynczym elementem aktywnym

T a b e l a 5.1

Liczba tranzystorów	d_w [mm]	P_{osc} [mW]	η_{osc} [%]
2	11,8	94	29,3
3	13,6	133	29,7
4	14,0	171	28,8

W czasie doświadczeń nie zaobserwowano w badanych układach żadnych drgań pasożytniczych mogących powstać z przyczyn omówionych w rozdziale 5.2. Zależności parametrów P_{osc} , f_o , η_{osc} od napięć zasilających są podobne do odpowiednich zależności zmierzonych dla układów jednotranzystorowych (por. rozdział 4.4). Badany generator jest jak dotąd jedynym układem z wieloma tranzystorami MESFET dyskutowanym w literaturze. Dalsze poszukiwania metod sumowania mocy z dużą sprawnością, przydatnych do konstruowania generatorów wieloelementowych z tranzystorami MESFET, mogłyby dotyczyć zastosowań obwodu sumatora radialnego w wersji nie zawierającej stratnych obciążeń stabilizujących [60].



6. ZAKOŃCZENIE

W rozdziałach 2 i 3 niniejszej pracy dokonano obszernej analizy właściwości wielkosygnalowych tranzystora MESFET. Przedyskutowano wady i zalety opisanych w literaturze modeli tego przyrządu. Zaproponowano model zmodyfikowany, uwzględniający najistotniejsze z punktu widzenia potrzeb projektowych zjawiska nieliniowe tranzystora MESFET. Dzięki wprowadzeniu elementu nieliniowego w postaci diody uwzględnia on ważne w praktycznych zastosowaniach zjawisko przebiccia napięciowego złącza bramka-kanal. Identyfikacja parametrów proponowanego modelu nie wymaga pomiaru wielkosygnalowych parametrów czwórnikowych tranzystora, co stanowi znaczące uproszczenie w stosunku do znanych procedur identyfikacji i czyni ją szczególnie przydatną w praktyce inżynierskiej. Opracowano algorytm i programy wyznaczania wielkosygnalowych charakterystyk dynamicznych mikrofalowych układów z tranzystorami MESFET w stanie ustalonym przy użyciu minikomputera.

Posługując się typową dla mikrofalowych tranzystorów MESFET zależnością mocy wyjściowej od wejściowej zdefiniowano optymalne warunki pracy tranzystora w układzie generatora mocy. W rozdziale 3.4 podano przykład wyznaczania takich warunków za pomocą modelu obwodowego tranzystora i opracowanych programów wielkosygnalowej analizy układów mikrofalowych. Posługując się obliczonymi i zmierzonymi charakterystykami tranzystora przy pobudzeniu harmonicznym wykazano, że głównymi czynnikami ograniczającymi moc wyjściową przyrządu MESFET są: przewodzenie i przebiccie złącza bramka-kanal. Podkreślono konieczność zbadania dynamiki procesów przebiccia w dalszych pracach nad modelowaniem właściwości wielkosygnalowych tranzystora.

Część drugą rozprawy, to jest rozdziały 4 i 5, poświęcono zagadnieniom analizy warunków drgań w układach generatorów z tranzystorami MESFET, projektowania generatorów i dyskusji wyników badań układów zrealizowanych przez autora. Przedstawiono metodykę projektowania generatorów, w której wykorzystano eksponencjalną zależność mocy wyjściowej od wejściowej tranzystora i obwodowy model przyrządu. Uzyskano nieskomplikowane wzory analityczne ułatwiające zrozumienie zasad optymalizacji układu generatora mocy. Wprowadzono wygodny w wielu zastosowaniach sposób reprezentacji generatorów tranzystorowych za pomocą dwójnikowego schematu zastępczego. Wykorzystując teorię szeregów Voltery określono podstawowe parametry użytkowe generatora, wykazując między innymi niesłuszność przyjmowanego we wczesnych pracach [52] założenia o istnieniu prostych związków między mało- i wielkosygnalowymi parametrami układów generacyjnych. Tak też istotą zaproponowanej metodyki projektowania jest możliwość jednoczesnego określenia z dostatecznie dużą dokładnością częstotliwości generowanych drgań, jak i poziomu mocy w stanie ustalonym.



Zaproponowano nową konstrukcję generatora z prostopadłościennym rezonatorem wnękowym umożliwiającą sumowanie mocy wielu tranzystorów z dużą sprawnością. Przeprowadzono analizę warunków drgań w układzie jedno-tranzystorowym oraz w układzie z wieloma tranzystorami. Udowodniono teoretycznie i potwierdzono eksperymentalnie, że dla wyeliminowania drgań niepożądanych rodzajów nie jest konieczne stosowanie stratnych elementów stabilizujących – powszechnie używanych w znanych generatorach z wieloma przyrządami aktywnymi. Opracowano, opierając się na uprzednio przeprowadzonej analizie teoretycznej sposób realizacji generatorów wielotranzystorowych metodą kaskadowego łączenia nastrojonych modułów jedno-tranzystorowych. Rozważono możliwości zastosowania innych niż MESFET elementów aktywnych w dyskutowanym układzie.

Przedstawiono wyniki eksperymentów przeprowadzonych z użyciem zrealizowanych przez autora generatorów jedno- i wielotranzystorowych pracujących w paśmie 10 GHz. Potwierdzono praktycznie słuszność wcześniejszych analiz teoretycznych. Wykazano między innymi łatwość niezależnych regulacji podstawowych parametrów generatora, nieosiągalną w innych układach [2]. Ta cecha proponowanego układu umożliwia zapewnienie warunków pracy elementu aktywnego zbliżonych do istniejących w znanym układzie Kurokawy [46]. Wykorzystano to w innych pracach z zakresu generacji drgań w paśmie mikrofal, prowadzonych z udziałem autora [A7]. Wykorzystując oba omawiane rodzaje sprzężenia elementów aktywnych z polem wspólnego rezonatora uzyskano układ o zwiększonej liczbie elementów aktywnych (w tym przypadku diod Gunna) na jednostkę długości rezonatora. Nowy układ cechuje ponadto wyższa niż w układzie Kurokawy sprawność przetwarzania mocy prądu zmiennego [49]. Prace te stanowią dalsze rozwinięcie badań zapoczątkowanych przez autora, ponieważ w dużym stopniu opierają się na wnioskach i wynikach badań przedstawionych w rozdziałach 4 i 5 niniejszej pracy.

Innym ważnym zagadnieniem jest niezawodność tranzystorów MESFET. Problem ten jest w stadium intensywnych badań mających na celu identyfikację zjawisk fizycznych prowadzących do degradacji własności użytkowych tranzystora oraz opracowanie odpowiednich konstrukcji gwarantujących maksymalne przedłużenie czasu bezawaryjnej pracy przyrządu. Wyróżnia się tu dwa typy uszkodzeń: zniszczenie natychmiastowe (instantaneous burnout) i powolne zmiany pewnych parametrów tranzystora, jak prąd I_{DSS} , moc P_{sat} i współczynnik szumów F (long-term burnout). Zagadnienia te nie znajdują się w zakresie rozprawy, jakkolwiek powinny być uwzględniane w projektowaniu układów, gdyż warunki pracy tranzystora (temperatura kanału, wartość składowej stałej prądu bramki związanej z przebiciem złącza bramkowego, zawartość pary wodnej w otoczeniu tranzystora nieobudowanego i inne) mają bezpośredni wpływ na czas bezawaryjnej pracy generatorów czy



wzmacniaczy. Wyniki ostatnich badań w tej dziedzinie zawierają prace [11, 85, 29]. Mimo różnic we właściwościach tranzystorów wytwarzanych przez różnych producentów, specjalne konstrukcje mikrofalowych tranzystorów mocy MESFET cechuje wysoka pewność działania, wyrażająca się małą wartością estymatora intensywności uszkodzeń - rzędu $10 \cdot 10^{-9}$ 1/h.

Autor pragnie gorąco podziękować Panom: prof. dr hab. Z. KORZECOWI i prof. dr hab. T. MORAWSKIEMU za cenne uwagi i sugestie dotyczące treści i formy pracy.

7. LITERATURA

- [1] A b e H., A o n o Y.: 11-GHz GaAs power MESFET load-pull measurements utilizing a new method of determining tuner Y parameters. IEEE Trans. MTT-27, May 1979, s. 394.
- [2] A s t o n R.: Techniques for increasing the bandwidth of a TM_{010} -mode power combiner. IEEE Trans. MTT-27, May 1979, s. 479.
- [3] B a l i g a B.J. i inni: Optimum semiconductors for power field-effect transistors, IEEE EDL-2, July 1981, s. 162.
- [4] B a v a G.P. i inni: Active load techniques for load-pull characterisation at microwave frequencies. Electronics Letters, Feb. 1982, s. 178.
- [5] B e r e n z J.J. i inni: Improved FET design reaches millimeter waves. Microwaves, Feb. 1982, s. 67.
- [6] B u s s g a n g J.J. i inni: Analysis of nonlinear systems with multiple inputs. Proc. IEEE, Aug. 1974, s. 1088.
- [7] C a p p y A. i inni: Comparative potential performance of Si,GaAs, GaInAs, InAs submicrometer-gate FET's, IEEE Trans. ED-27, Nov. 1980, s. 2158.
- [8] C h u a L.O., N g H.: Frequency-domain analysis of nonlinear systems - formulation of transfer functions. Electronic Circuits Syst., Nov. 1979, s. 257.
- [9] C h u a L.O., T a n g Y.: Nonlinear oscillation via Volterra series. IEEE Trans. CAS-29, Mar. 1982, s. 150.
- [10] C h u a L.O., S i n g Y.W.: Nonlinear lumped model of GaAs MESFET, IEEE Trans. ED-30, July 1983, s. 825.
- [11] C o h e n E.D. i inni: Reliability of power GaAs FET's, IEEE Trans. MTT-29, July 1981, s. 636.



- [12] Collin R.E.: Field theory of guided waves. McGraw-Hill, New York 1960.
- [13] Collin E.E.: Foundations for microwave engineering. McGraw-Hill, New York 1966.
- [14] Cooper J.F., Gupta M.S.: Microwave characterization of GaAs MESFET and the verification of device model. IEEE J. SC-12, June 1977, s. 325.
- [15] Curtice W.R.: A MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits, IEEE Trans. MTT-28, May 1980, s. 448.
- [16] Cusack J.M. i inni: Automatic load contour mapping for microwave power transistors, IEEE Trans. MTT-22, Dec. 1974, s. 1146.
- [17] Das M., Schmidt B.: High frequency limitations of abrupt-junction FETs, IEEE Trans. ED-20, Sept. 1973, s. 779.
- [18] David R. i inni: Gate-drain avalanche breakdown in GaAs power MESFETs. IEEE Trans. ED-29, Oct. 1982, s. 1548.
- [19] Dawson R.H.: Equivalent circuit of the Schottky-barrier field-effect transistor at microwave frequencies, IEEE Trans. MTT-23, June 1975, s. 499.
- [20] Di Lorenzo J.V., Wiseman W.R.: GaAs power MESFETs - design, fabrication and performance, IEEE Trans. MTT-27, May 1979, s. 367.
- [21] Dobrowolski J.: Komputerowe metody projektowania obwodów mikrofalowych. Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1978.
- [22] Дворников А. А., Уткин Г. М.: Фазированные автогенераторы радиопередающих устройств. Энергия, Москва 1980.
- [23] Dydyk M.: Efficient power combining. IEEE Trans. MTT-28, July 1980, s. 755.
- [24] Ebert J., Fiolek A.: Obliczanie wzmacniaczy i generatorów mocy wielkiej częstotliwości. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1971.
- [25] Engelmann R.W.H., Liechti C.A.: Gunn domain formation in the saturated current region of GaAs MESFETs. IEDM Tech. Dig., Dec. 1976, s. 351.
- [26] Esdale D.J., Howes M.J.: A reflection coefficient approach to the design of one-port negative impedance oscillators. IEEE Trans. MTT-29, Apr. 1981, s. 770.
- [27] Frenslley W.R.: Power limiting breakdown effects in GaAs MESFETs. IEEE Trans. ED-28, Aug. 1981, s. 962.
- [28] Fukui H.: Channel current limitations in GaAs MESFETs, Solid-State Electron., 1979, s. 507.



- [29] F u k u i H. i inni: Reliability of power GaAs field-effect transistors, IEEE Trans. ED-29, Mar. 1982, s. 395.
- [30] F u k u t a M.: GaAs microwave power FET, IEEE Trans. ED-23, Apr. 1976, s. 388.
- [31] F u k u t a M. i inni: Power GaAs MESFET with a high drain-source breakdown voltage. IEEE Trans. MTT-24, June 1976, s. 312.
- [32] F u k u t a M.: 4 GHz 15 W power GaAs MESFET, IEEE Trans. ED-25, June 1978, s. 559.
- [33] F u r u t s u k a T. i inni: Improvement of the drain breakdown voltage of GaAs power MESFET's by a simple recess structure. IEEE Trans. ED-25, June 1978, s. 563.
- [34] G i l m o r e R.J., R o s e n b a u m F.J.: An analytic approach to optimum oscillator design using S-parameters, IEEE Trans. MTT-31, Aug. 1983, s. 633.
- [35] H a r r i n g t o n R.F.: Time-harmonic electromagnetic fields. McGraw-Hill, New York 1961.
- [36] H i g a s h i s a k a A. i inni: A high-power GaAs MESFET with an experimentally optimized pattern. IEEE Trans. ED-27, June 1980, s. 1025.
- [37] H i m s w o r t h B.: A two-dimensional analysis of gallium-arsenide junction field effect transistor with long and short channels, Solid-State Electron., 1972, s. 1535.
- [38] H o w e r P.L., B e c h t e l N.G.: Current saturation and small-signal characteristics of GaAs FET s. IEEE Trans. ED-20, Mar. 1973, s. 213.
- [39] H o w e s M.J., M o r g a n D.V.: Microwave devices - device circuit interaction. Wiley, London 1976.
- [40] J o h n s o n K.M.: Large-signal GaAs MESFET oscillator design, IEEE Trans. MTT-27, Mar. 1979, s. 217.
- [41] J o s h i J.S. i inni: Monolithic microwave gallium arsenide FET oscillators, IEEE Trans. ED-28, Feb. 1981, s. 158.
- [42] K a ź m i e r c z u k M.: A new approach to the design of tuned power oscillators, IEEE Trans. CAS-29, Apr. 1982, s. 261.
- [43] K e n n e d y D.P., O' B r i e n R.R.: Computer aided two-dimensional analysis of the junction field-effect transistors. IBM J.Res. Dev., Mar. 1970, s. 95.
- [44] K u r o k a w a K.: Some basic characteristics of broad-band negative resistance oscillator circuits, BSTJ, 1969, s. 1937.
- [45] K u r o k a w a K.: An analysis of Rucker's multidevice symmetrical oscillator, IEEE Trans. MTT-18, Nov. 1970, s. 967.
- [46] K u r o k a w a K.: The single-cavity multiple-device oscillator, IEEE Trans. MTT-19, Oct. 1971, s. 793.



- [47] K u r o k a w a K.: Injection locking of microwave solid-state oscillators, Proc. IEEE, Oct. 1973, s. 1386.
- [48] L i e c h t i C.A.: Microwave field-effect transistors - 1976, IEEE Trans. MTT-24, June 1976, s. 279.
- [49] M a d i h i a n M., M i z u s h i n a S.: 3M-device cavity-type power combiner, IEEE Trans. MTT-31, Sept. 1983, s. 731.
- [50] M a d j a r A., R o s e n b a u m F.J.: A large-signal model for the GaAs MESFET, IEEE Trans. MTT-29, Aug. 1981, s. 781.
- [51] M a d j a r A.: Analysis of a microwave FET oscillator using an efficient computer model for the device. IEEE Trans. MTT-30, June 1982, s. 915.
- [52] M a e d a M. i n n i: Design and performance of X-band oscillators with GaAs Schottky-gate field-effect transistors, IEEE Trans. MTT-28, Aug. 1975, s. 661.
- [53] M e a d C.A.: Schottky barrier gate field effect transistor, Proc. IEEE, Feb. 1966, s. 307.
- [54] M i t s u i Y. i n n i: Design of GaAs MESFET oscillator using large-signal s-parameters. IEEE Trans. MTT-25, Dec. 1977, s. 981.
- [55] M i t s u i Y. i n n i: 10 GHz 10 W internally matched flip-chip GaAs power FET s. IEEE Trans. MTT-29, Apr. 1981, s. 304.
- [56] N a k h l a M.S., V l a c h J.: A piecewise harmonic balance technique for determination of periodic response of nonlinear systems. IEEE Trans. CAS-23, Feb. 1976, s. 85.
- [57] O h k a w a S. i n n i: Low-noise GaAs field-effect transistors, Fujiteu Sc. Tech. J., Mar. 1975, s. 151.
- [58] P a p p J.C., K o y a n o Y.: An 8-18 GHz YIG-tuned FET oscillator. IEEE Trans. MTT-28, July 1980, s. 762.
- [59] P a w ł o w s k i J.: Podstawowe układy elektroniczne, wzmacniacze i generatory. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1975.
- [60] P e t e r s o n D.F.: Radial-symmetric N-way TEM-line IMPATT diode power combining arrays. IEEE Trans. MTT-30, Feb. 1982, s. 163.
- [61] P o u l i n D.: Load-pull measurements. Microwaves, Nov. 1980, s. 61.
- [62] P u c e l R.A. i n n i: Signal and noise properties of gallium arsenide microwave field effect transistors. Advan. Electron. Electron Phys., 1975, s. 195.
- [63] R a u s c h e r C., T u c k e r R.S.: Method for measuring 3-rd order intermodulation distortion in GaAs FETs, Electron. Letters, Nov. 1970, s. 701.
- [64] R a u s c h e r C. i n n i: Simulation of nonlinear microwave FET performance using a quasi-static model. IEEE Trans. MTT-27, Oct. 1979, s. 834.



- [65] R a u s c h e r C., W i l l i n g H.A.: Design of broad-band GaAs FET power amplifiers. IEEE Trans. MTT-28, Oct. 1980, s. 1054.
- [66] R a u s c h e r C.: Large-signal technique for designing single-frequency and voltage-controlled GaAs FET oscillators. IEEE Trans. MTT-29, Apr. 1981, s. 293.
- [67] R e i s e r M.: A two-dimensional FET model for dc, ac and large-signal analysis. IEEE Trans. ED-20, Jan. 1973, s. 701.
- [68] R u s s e l l K.J.: Microwave power combining techniques, IEEE Trans. MTT-27, May 1979, s. 472.
- [69] R y ż k o S., E b e r t J.: Wzmacniacze rezonansowe i generatory mocy wielkiej częstotliwości. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1968.
- [70] S c h e l l e n b e r g J.M., Y a m a s a k i H.: A new approach to FET power amplifiers, Microwave J., Mar. 1982, s. 51.
- [71] S e c h i F.N.: High efficiency microwave FET power amplifiers, Microwave J., Nov. 1981, s. 59.
- [72] S e c h i F.N.: Design procedure for high-efficiency linear microwave power amplifiers. IEEE Trans. MTT-28, Nov. 1980, s. 1157.
- [73] S h u r M.S., E a s t m a n L.F.: Current-voltage characteristics, small-signal parameters and switching times of GaAs FET's. IEEE Trans. ED-25, June 1975, s. 606.
- [74] S h u r M.S.: Small-signal nonlinear circuit model of GaAs MESFET. Solid-State Electron., 1979, s. 723.
- [75] S z y m c z a k A.: Analiza i badania warunków pracy szerokopasmowych mikrofalowych generatorów tranzystorowych przestrajanych diodami pojemnościowymi. Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, Warszawa 1979.
- [76] T a j i m a Y. i inni: GaAs FET large-signal model and its application to circuit designs. IEEE Trans. ED-28, Feb. 1981, s. 171.
- [77] T a k a y a m a Y.: A new load-pull characterization method for microwave power transistors. NEC Res. Dev., July 1978, s. 23.
- [78] T r e w R.J.: Design theory for broad-band YIG-tuned FET oscillators, IEEE Trans. MTT-27, Jan. 1979, s. 8.
- [79] T s e r n g H.Q., M a c k s e y H.M.: Performance of monolithic GaAs FET oscillators in J-band. IEEE Trans. ED-28, Feb. 1981, s. 163.
- [80] T u c k e r R.S.: Optimum load admittance for a microwave power transistor, Proc. IEEE, Mar. 1980, s. 410.
- [81] T u c k e r R.S.: RF Characterization of microwave power FET's, IEEE Trans. MTT-29, Aug. 1981, s. 776.
- [82] V e h o v e c M. i inni: On oscillator design for maximum power. IEEE Trans. CT-15, Sept. 1968, s. 281.

- [83] V e n d e l i n G.D., O m o r i M.: Try CAD for accurate GaAs MESFET models. *Microwaves*, June 1975, s. 58.
- [84] W e m p l e S.H. i n n i: Control of gate-drain avalanche in GaAs MESFET's, *IEEE Trans. ED-27*, June 1980, s. 1013.
- [85] W e m p l e S.H. i n n i: Long-term and instantaneous burnout in GaAs power FETs - mechanisms and solutions, *IEEE Trans. ED-28*, July 1981, s. 834.
- [86] W i l l i a m s R.E., S h a w D.W.: Graded channel FETs - improved linearity and noise figure, *IEEE Trans. ED-25*, June 1975, s. 600.
- [87] W i l l i n g H.A. i n n i: A technique for predicting large-signal performance of a GaAs MESFET, *IEEE Trans. MTT-26*, Dec. 1978, s.1017.
- [88] W i s e m a n W.R. i n n i: GaAs microwave devices and circuits with submicron electron-beam defined features. *Proc. IEEE*, May 1983, s. 667.
- [89] W o l f P.: Microwave properties of Schottky-barrier field-effect transistors. *IBM J. Res. Dev.*, Mar. 1970, s. 125.
- [90] Y a m a g u c h i K., K o d e r a H.: Drain conductance of junction gate FETs in the hot electron range. *IEEE Trans. ED-23*, June 1976, s. 545.
- [91] Y a m a g u c h i K. i n n i: Two-dimensional numerical analysis of stability criteria of GaAs FETs. *IEEE Trans. ED-23*, Dec. 1976, s. 1283.
- [92] Y a m a g u c h i K., A s a i S.: Excess gate current analysis of junction gate FETs by two-dimensional computer simulation. *IEEE Trans. ED-25*, Mar. 1978, s. 362.

Prace własne autora związane z tematem rozprawy

- [A1] Model ładunkowy tranzystora bipolarnego do analizy zniekształceń nieliniowych w układach elektronicznych. Rozprawa doktorska, Politechnika Łódzka, Łódź 1979.
- [A2] Waveguide cavity FET oscillator. *Electron. Lett.*, Nov. 1981, s. 902 (z S. Mizushiną).
- [A3] Waveguide cavity multiple device FET oscillator. *Tech. Rep. Microwave Group, IECE Japan, Tokyo*, Jan. 1982, MW81-86 (z S. Mizushiną).
- [A4] A waveguide-cavity multiple-device FET oscillator. *IEEE Trans. MTT-30*, Aug. 1982, s. 1237 (z S. Mizushiną).
- [A5] A simple and accurate dc compact model of GaAs MESFET, 7th *Microcoll Dig.*, Budapest, Sept. 1982 (z T. Kacprzakiem).



- [A6] Model stałoprądowy tranzystora polowego MESFET, V Konf. "Teoria Obwodów i Układów Elektronicznych", Łódź 1982 (z T. Kacprzakiem).
- [A7] A multiple-device cavity oscillator using both magnetic and electric coupling mechanisms. IEEE Trans. MTT-30, Nov. 1982, s. 1939 (z M. Madhianem i S. Mizushingą).
- [A8] Compact dc model of GaAs FETs for large-signal computer calculation. IEEE J. SC-18, April 1983, s. 211 (z T. Kacprzakiem).
- [A9] A dynamic GaAs MESFET model for computer large-signal amplifiers and oscillators design. 5th Int. Conf. Control Syst. and Computer Sc., Bucharest, June 1983, s. 83 (z T. Kacprzakiem).
- [A10] Large-signal computer analysis of microwave GaAs FET amplifier. 5th Int. Conf. Control Syst. and Computer Sc., Bucharest, June 1983, s. 92.
- [A11] Wielkosygnałowy zmiennoprądowy model tranzystora MESFET z arsenku galu. VI Konf. "Teoria Obwodów i Układów Elektronicznych", Gliwice 1983, s. 395 (z T. Kacprzakiem).
- [A12] Nieopublikowane prace doświadczalne.
- [A13] Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics, przyjęto do druku, IEEE Trans. MTT-33, Feb. 1985 (z T. Kacprzakiem).

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦЕПЕЙ СВЧ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С ЗАТВОРОМ ШОТТКИ ПРИ БОЛЬШИХ УРОВНЯХ СИГНАЛА

К р а т к о е с о д е р ж а н и е

Работа посвящена вопросам моделирования нелинейных свойств ПТШ предназначенных для генерации и усиления сигналов СВЧ, а также методам проектирования автогенераторов с одним и многими транзисторами. Сделан анализ известных способов описания свойств транзистора для больших сигналов и предложено модифицированную модель прибора, учитывающую явление электрического пробоя. Разработаны эффективный алгоритм и программы определения динамических характеристик схем с полевыми транзисторами с помощью вычислительных машин. Представлены вычисленные и измеренные характеристики усилителя ПТШ средней мощности на частоте 9,5 ГГц, подтверждающие правоту принятой модели транзистера.

Обсуждены основные проблемы связанные с проектированием автогенераторов СВЧ на полевых транзисторах с затвором Шоттки. Представлен метод проектирования автогенераторов позволяющий на определение как частоты, так и уровня мощности колебаний, с помощью которого можно проектировать схемы с максимальным для данного транзистора коэффициентом полезного действия. Рассмотрено проблему сложения мощностей колебаний СВЧ, указывая



метод сложения мощностей с максимальным коэффициентом полезного действия.

Разработана новая схема многоэлементного автогенератора с волноводным резонатором. В этой схеме не требуется использования поглотителей для стабилизации колебаний, что обеспечивает малые потери мощности сигнала СВЧ и в результате большую величину коэффициента полезного действия. Практическая применимость разработанной методики проектирования автогенераторов и теоретически определённые свойства предложенной схемы подтверждены экспериментами при использовании разработанных автором автогенераторов с одним и многими транзисторами, с рабочими частотами около 10 ГГц.

Łódź, Политехнический Институт
Институт Электроники

LARGE-SIGNAL DESIGN OF MICROWAVE CIRCUITS
USING MESFET FIELD-EFFECT TRANSISTORS

S u m m a r y

Large-signal modeling of MESFET microwave transistors and design of single and multiple-device FET oscillators are considered in this work. Known modeling methods are analysed and a modified large-signal lumped MESFET model is proposed taking into account the gate-drain breakdown effects. An effective algorithm and programs for large-signal steady-state numerical analysis of microwave circuits containing MESFETs are presented. Good agreement between measured and calculated large-signal medium-power FET amplifier performance at 9,5 GHz is achieved, that verifies the model validity.

Basic problems related to microwave oscillators design are considered. Design methods are presented to predict both oscillation frequency and output power level of the FET oscillators. Thus, in the presented approach it is possible to determine conditions for maximum dc-RF conversion efficiency of the oscillator using a given MESFET device. Various techniques of microwave power combining are discussed briefly to choose a technique providing maximum combining efficiency. A new multiple-device oscillator circuit using a waveguide-cavity resonator is proposed. No lossy stabilizing elements are required in this circuit. The control of output power, oscillation frequency and loaded quality factor are performed easily. The usefulness of the proposed design methods and the theoretically predicted oscillator performance are confirmed by experiments using single and multiple-device MESFET oscillators at about 10 GHz.

Łódź, Technical University
Institute of Electronics



2095/R

