

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUOWA

Nr

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

Nr 88 / 1981

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

SPIS TREŚCI Nr _____

Televizja	1. Karwowska Lamparska Alina, Kędziński Lesław: Wpływ ograniczania redundancji sygnału wizyjnego na jakość odtwarzanego obrazu	3	Z-6
Propagacja szaleń. Zmieszcz trans. Tele. 103	2. Kawecki Arnold: Pozahoryzontowe sprzężenie poprzez deszcz anteny stacji satelitarnej z anteną liniową radiowej	21	Z-11
Telefonia	3. Markiewicz-Wrzeciono Maria: Własności modulatora aktywnego dla małych poziomów wejściowych fali nośnej	37	—
Radiolazurumilicja stata i kuchoma	4. Mikiński Andrzej: Projektowanie mikrofalowych generatorów tranzystorowych przestrajanym rezonatorem ferromagnetycznym	53	

KOMUNIKATY

Miarnictwo telek ogóln	1. Dudziewicz Jerzy, Białobrzęski Romuald: Minimalna częstotliwość próbkowania sygnału losowego przy pomiarze jego mocy średniej	83	Z-12
Pojęcie telek ogóln	2. Puchalski Elżbieta: Kompensator napięcia stałego stosowany w układach do sprawdzania przetworników termoelektrycznych i mikropotencjometrów	93	Z-12

СОДЕРЖАНИЕ

1. Алина Карвовска-Лампарска, Леслав Кендзерски: Влияние ограничения избыточности видеосигнала на качество воспроизводимого изображения	3
2. Арнольд Кавецкий: Вызываемая дождем сверхгоризонтная связь антенны спутниковой связи с антенной радиорелейной линии	21
3. Мария Маркевич-Вржеционо: Свойства активного модулятора с малыми входными уровнями несущей волны	37
4. Андрей Микинский: Проектирование микроволнового транзисторного генератора с настройкой при помощи ферромагнитного резонатора	53

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

1. Ежы Дудзевич, Ромуальд Бялобрзески: Минимальная частота выборки случайного сигнала при измерении его средней мощности	83
2. Элигий Пухальски: Компенсатор постоянного напряжения применяемый в схемах проверки термоэлектрических преобразователей и микропотенциометров	93

CONTENS

1. Alina Karwowska-Lamparska, Leslaw Kędziński: Influence of limitations of the redundancy of video signals on the quality of reproduced images	3
2. Arnold Kawecki: Transhorizonal coupling through rainfall between the antennas of satellite and radio link systems	21
3. Maria Markiewicz-Wrzeciono: Characteristics of active modulator for low carrier input levels	37
4. Andrzej Mikiński: Designing of microwave transistored generator tuned by means of ferromagnetic resonator	53

NEWS

1. Jerzy Dudziewicz, Romuald Białobrzęski: Minimal sampling frequency of random signal when measuring its mean power	83
2. Elżbieta Puchalski: DC potentiometer applied in checking systems of thermoelectrical convertors and micropotentiometers	93

SOMMAIRE

1. Alina Karwowska-Lamparska, Leslaw Kędziński: Influence de la limitation de redondance de video signaux sur la qualite de reproduction de l'image	3
2. Arnold Kawecki: Couplage transhorizon entre les antennes du systeme satellite et celui de fasceaux hertziens cause par la pluie	21
3. Maria Markiewicz-Wrzeciono: Caracteristiques du modulateur actif avec des bas niveaux d'entrée de l'onde porteuse	37
4. Andrzej Mikiński: Elaboration des projets du générateur des microondes à transistor réglé par un résonateur ferromagnétique	53

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

Nr 88

WARSZAWA 1982

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny
Redaktor naczelny — prof. mgr inż. *Lesław Kędziński*

Redaktorzy działów:
doc. mgr inż. *Władysław Cetner*, doc. mgr inż. *Adam Moniuszko*, doc. dr inż. *Krzysztof Plewko*
(z-ca redaktora naczelnego)

Adres Redakcji:
Instytut Łączności, 04-894 Warszawa Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1981

Wydawnictwo nieperiodyczne

ISBN 83-206-0270-X

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1982
Wydanie 1. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 6. Ark. druk. 6,5 (8,65A). Oddano do
składania w czerwcu 1981. Podpisano do druku i druk ukończono w maju 1982.
Papier druk. sat. kl. V, 70 g, 70×100 cm. Zam. P/73/81. K/8981.
Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka-199/81

Alina Karwowska-Lamparska
Lesław Kędzierski

621.397.2

WPLYW OGRANICZANIA REDUNDANCJI SYGNAŁU WIZYJNEGO NA JAKOŚĆ ODTWARZANEGO OBRAZU

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 14.XI.1980 r.

W artykule omówiono możliwości zawężania szerokości widma częstotliwości telewizyjnych sygnałów cyfrowych, przez wykorzystywanie statystycznych cech obrazu i usuwanie z niego takiego nadmiaru informacji, które nie obniża jakości odtwarzanego obrazu analogowego. Przeprowadzone zostały statystyczne pomiary jakości obrazu przy ograniczaniu szerokości pasma częstotliwości sygnału wizyjnego poddawanego cyfryzacji. Pomiary dotyczyły przy tym zarówno ocen jakości obrazów odtwarzanych za pomocą odbiorników telewizji kolorowej jak i za pomocą odbiorników telewizji czarno-białej. Rozpatrzono także specjalne metody próbkowania, a mianowicie próbkowanie dające tzw. strukturę ortogonalną oraz struktury quincunx pola i quincunx linii. Wyniki rozważań teoretycznych pozwalają wyciągnąć wniosek, że stosowanie tzw. struktury quincunx linii umożliwia zmniejszenie częstotliwości próbkowania do częstotliwości o ok. 25% mniejszej od częstotliwości Nyquista. Przeprowadzone natomiast pomiary statystyczne jakości obrazów pokazały, że stosowanie wszystkich trzech rodzajów struktur próbkowania pozwala na zmniejszenie częstotliwości próbkowania.

1. WSTĘP

Klasyczne metody cyfryzacji systemów telewizji kolorowej prowadzą do konieczności zajęcia bardzo szerokiego widma częstotliwości, uniemożliwiając w praktyce stosowanie takich systemów dla potrzeb transmisji sygnałów. Transmisja cyfrowych sygnałów telewizyjnych w zintegrowanych sieciach transmisyjnych może jednak wymagać w warunkach praktycznych znacznego ograniczenia zajętości widma przez transmitowany sygnał. Istnieją możliwości zawężania zajętego widma częstotliwości przez zmniejszanie redundancji obrazu, wykorzystując w tym celu, jak wiadomo, statystyczne cechy obrazu i możliwość usuwania z niego nadmiaru informacji bez obniżania jakości odtwarzanego obrazu analogowego.

Celem niniejszej pracy, wykonanej w Instytucie Łączności, jest określenie związków zachodzących pomiędzy stopniem zmniejszania redundancji sygnału obrazu a jakością obrazu odtwarzanego, ocenianą metodami subiektywnymi.

2. OGRANICZANIE SZEROKOŚCI PASMA CZĘSTOTLIWOŚCI SYGNAŁU PODDAWANEGO CYFRYZACJI

Ograniczanie widma częstotliwości zajmowanego przez sygnał cyfrowy jest oczywiście związane z obniżaniem częstotliwości próbkowania. Obniżanie jednak tej częstotliwości powoduje, jak wiadomo, występowanie zniekształceń związanych z przeplataniem się ciągu widm uzyskiwanych przy próbkowaniu. Przy cyfryzacji sygnału telewizji kolorowej systemu SECAM, ze względu na wykorzystywaną modulację częstotliwościową sygnału chrominancji, nie można wyeliminować powstałych tu zniekształceń przez stosowanie np. filtrów grzebieniowych.

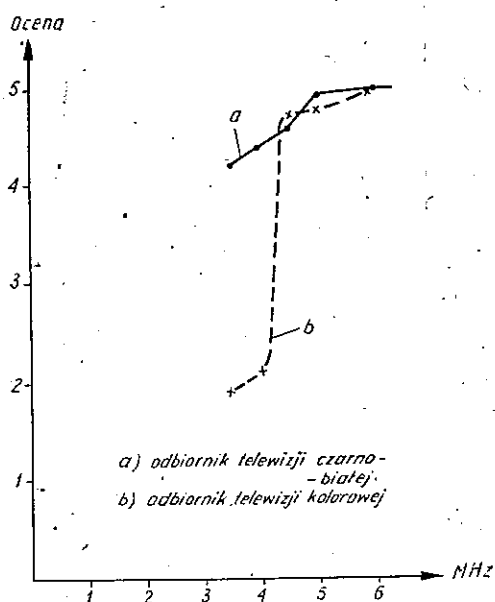
Zmniejszanie więc częstotliwości próbkowania bez występowania zniekształceń prowadzi do konieczności ograniczenia szerokości pasma częstotliwości sygnału wizyjnego poddanego próbkowaniu, co z kolei musi powodować obniżenie jakości odtwarzanego obrazu analogowego, jak to pokazano w tablicy I oraz na rys. 1-4.

Na rys. 1 podano oceny jakości obrazu czarno-białego w skali zauważalności zniekształceń, a na rys. 2 takie same oceny, lecz w skali porównawczej, przy czym obserwacji dokonywano na odbiorniku telewizji czarno-białej (krzywa *a*) oraz na odbiorniku telewizji kolorowej (krzywa *b*). Rys. 3 i rys. 4 dotyczą natomiast ocen obrazu kolorowego w skali zauważalności zniekształceń (rys. 3) i w skali porównawczej (rys. 4).

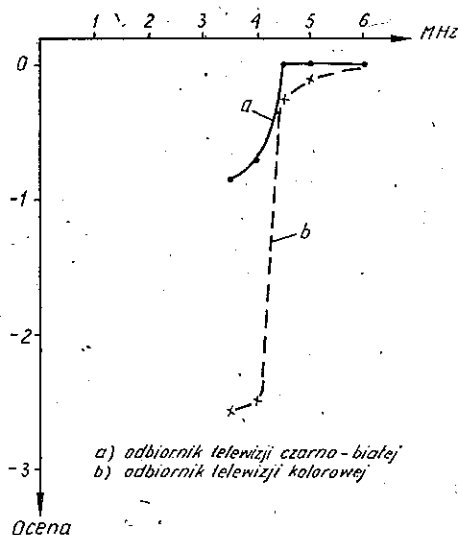
Tablica I

Rodzaj odbiornika	Ograniczenie szerokości pasma częstotliwości (MHz)	Całkowity sygnał wizyjny telewizji monochromatycznej				Całkowity sygnał wizyjny telewizji kolorowej			
		Skala zauważalności zniekształceń		Skala porównawcza		Skala zauważalności zniekształceń		Skala porównawcza	
		Ocena	Odchylenie standardowe	Ocena	Odchylenie standardowe	Ocena	Odchylenie standardowe	Ocena	Odchylenie standardowe
odbiornik telewizji czarno-białej	6	5	0	0	0	5	0	0	0
	5	4,95	0,22	0	0,22	5	0	0	0
	4,5	4,6	0,5	0	0	4,62	0,49	-0,072	0,27
	4	4,4	0,59	-0,71	0,48	4,4	0,49	-0,37	0,49
	3,5	4,25	0,44	-0,835	0,52	4,26	0,66	-0,7	0,57
odbiornik telewizji kolorowej	6	5	0	0	0	5	0	0	0
	5	4,8	0,62	-0,1	0,62	4,78	0,46	-0,12	0,3
	4,5	4,75	0,44	-0,25	0,44	4,56	0,54	-0,36	0,46
	4	2,1	0,64	-2,5	0,51	2,26	0,53	-2,34	0,48
	3,5	1,95	0,99	-2,55	0,6	1,68	0,72	-2,9	0,6

Uwaga: Dane w tablicy I dotyczą jakości obrazu ocenianej subiektywnie i zgodnie z Zaleceniem CCIR nr 500-1. Są one wartościami średnimi z obserwacji dokonywanych przez 10 standardowych obserwatorów.



Rys. 1. Oceny jakości obrazu czarno-białego w funkcji ograniczania szerokości pasma całkowitego sygnału wizyjnego — skala zauważalności zniekształceń

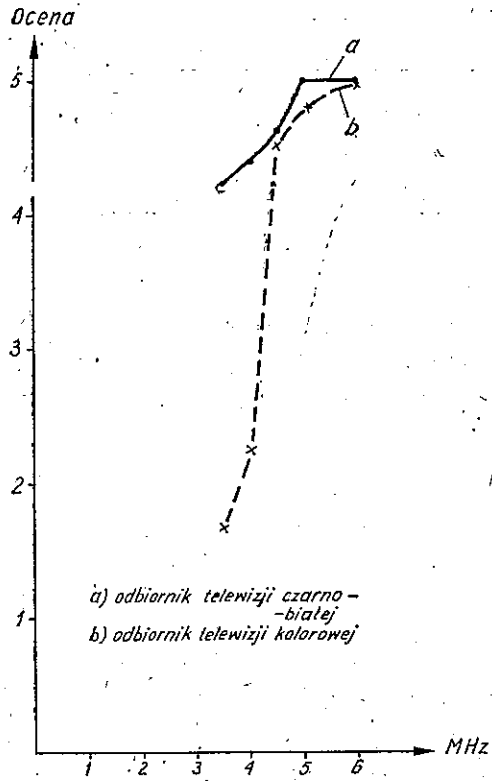


Rys. 2. Oceny jakości obrazu czarno-białego w funkcji ograniczania szerokości pasma całkowitego sygnału wizyjnego — skala porównawcza

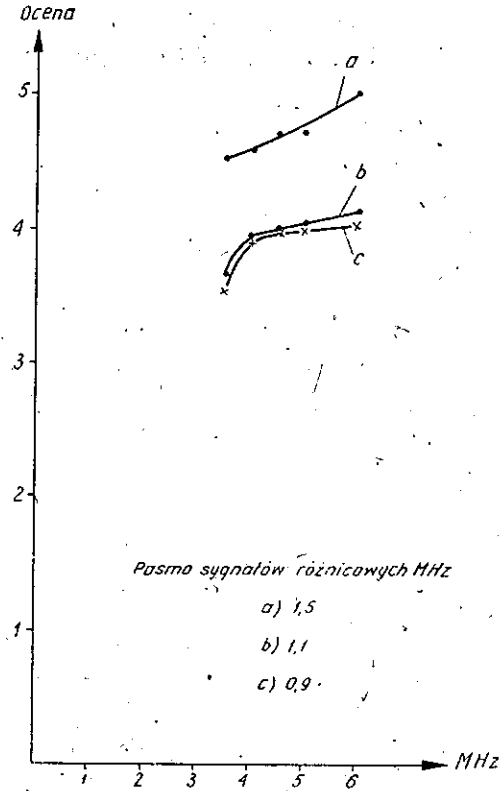
Ograniczanie szerokości pasma częstotliwości całkowitego sygnału wizyjnego telewizji czarno-białej i kolorowej, przy odtwarzaniu tego sygnału na odbiorniku telewizji czarno-białej chociaż wywołuje utratę rozdzielczości obrazu w kierunku poziomym oraz zniekształca kontury przedmiotów, ma jednak stosunkowo niewielki wpływ na oceny obserwatorów.

W przypadku natomiast obserwacji obrazu odtwarzanego na odbiorniku telewizji kolorowej niewielki wpływ na jakość obrazu występuje jedynie przy ograniczaniu szerokości pasma częstotliwości sygnałów wizyjnych tylko do 4,5 MHz. W obrazie kolorowym występuje przy tym pewne zmniejszenie nasycenia kolorów obrazu. Przy zawężeniu pasma częstotliwości poniżej 4,5 MHz powstają natomiast fałszywe zakolorowania obrazu czarno-białego odtwarzanego na odbiorniku telewizji kolorowej oraz zaniki kolorów w obrazie kolorowym. Jakość obserwowanego obrazu znacznie się wówczas pogarsza.

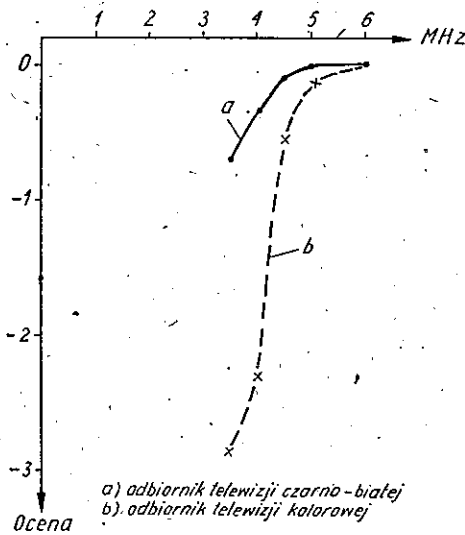
Dla sygnału telewizji kolorowej i przy oddzielnym próbkowaniu sygnału luminancji oraz sygnałów różnicowych można, jak podają wyniki pomiarów umieszczone w tablicy 2 i na rys. 5–8, ograniczyć w znacznie większym stopniu szerokość pasma częstotliwości tych sygnałów. Umożliwia to zmniejszenie częstotliwości próbkowania, a więc i zawężenie zajętego przez sygnał cyfrowy widma częstotliwości, bez wprowadzania zauważalnych zniekształceń.



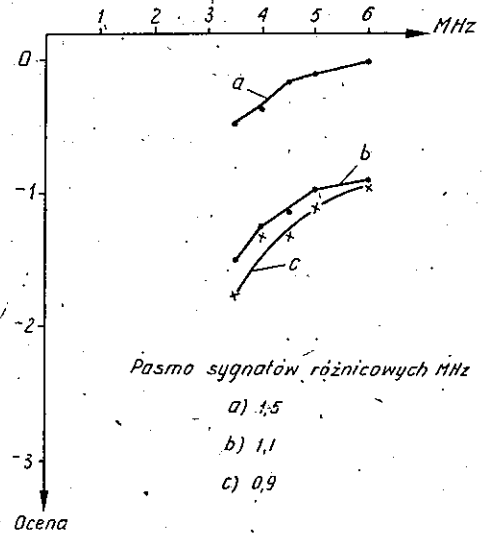
Rys. 3. Oceny jakości obrazu kolorowego w funkcji ograniczania szerokości pasma całkowitego sygnału wizyjnego – skala zauważalności zniekształceń



Rys. 5. Oceny jakości obrazu czarno-białego w funkcji ograniczania pasma sygnału luminancji – skala zauważalności zniekształceń



Rys. 4. Oceny jakości obrazu kolorowego w funkcji ograniczania szerokości pasma całkowitego sygnału wizyjnego – skala porównawcza



Rys. 6. Oceny jakości obrazu czarno-białego w funkcji ograniczania pasma sygnału luminancji – skala porównawcza

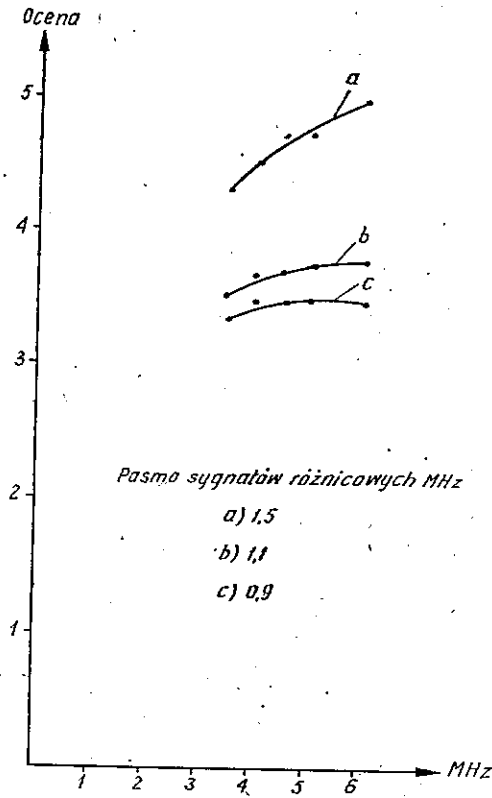
Tablica 2

Rodzaj obrazu	Ograniczenie szerokości pasma częstotliwości sygnału luminancji (MHz)	Ograniczanie szerokości pasma częstotliwości sygnałów różnicowych (MHz)											
		1,5 MHz				1,1 MHz				0,9 MHz			
		Skala zauważalności zniekształceń		Skala porównawcza		Skala zauważalności zniekształceń		Skala porównawcza		Skala zauważalności zniekształceń		Skala porównawcza	
		Ocena	Odchylenie standardowe	Ocena	Odchylenie standardowe	Ocena	Odchylenie standardowe	Ocena	Odchylenie standardowe	Ocena	Odchylenie standardowe	Ocena	Odchylenie standardowe
obraz kolorowy	6	5	0	0	0	3,78	0,5	-1,35	0,75	3,51	0,74	-1,61	0,49
	5	4,73	0,45	-0,094	0,31	3,78	0,43	-1,35	0,52	3,5	0,6	-1,64	0,69
	4,5	4,73	0,5	-0,16	0,37	3,71	0,56	-1,36	0,62	3,49	0,54	-1,78	0,75
	4	4,56	0,5	-0,285	0,46	3,71	0,45	-1,54	0,76	3,49	0,63	-1,85	0,59
	3,5	4,47	0,47	-0,53	0,5	3,55	0,63	-1,54	0,63	3,38	0,62	-1,89	0,62
obraz czarno-biały	6	5	0	0	0	4,16	0,42	-0,905	0,56	4,09	0,67	-0,95	0,66
	5	4,73	0,5	-0,9	0,29	4,05	0,49	-0,96	0,61	4,00	0,37	-1,09	0,79
	4,5	4,72	0,46	-0,18	0,44	3,99	0,3	-1,13	0,74	4,00	0,39	-1,31	0,78
	4	4,59	0,5	-0,35	0,52	3,99	0,54	-1,21	0,87	3,95	0,65	-1,31	0,84
	3,5	4,55	0,6	-0,45	0,62	3,64	0,49	-1,46	0,74	3,55	0,66	-1,78	0,65

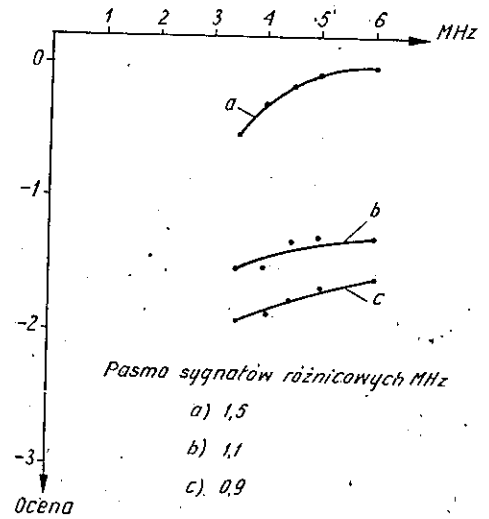
Uwaga: Warunki i metodyka pomiaru jak dla danych z tablicy 1.

Na rysunkach 5, 6, 7 i 8 podano oceny jakości obrazu kolorowego w funkcji ograniczania pasma częstotliwości sygnału luminancji dla trzech szerokości pasma sygnałów różnicowych: 1,5 MHz — krzywa *a*, 1,1 MHz — krzywa *b* oraz 0,9 MHz — krzywa *c*. Pomiary przeprowadzono dla obrazu czarno-białego z użyciem skali zauważalności zniekształceń (rys. 5) oraz skali porównawczej (rys. 6). Następne pomiary dotyczyły oceny obrazu kolorowego z wykorzystaniem skali zauważalności zniekształceń (rys. 7) oraz skali porównawczej (rys. 8).

Pomiary wykonywano w warunkach identycznych jak w przypadku ograniczania szerokości pasma częstotliwości całkowitego sygnału telewizyjnego kolorowej. Ograniczanie pasma sygnału luminancji ma więc mały wpływ na jakość odtwarzanego obrazu. Pozwala to na ograniczanie szerokości pasma częstotliwości analogowego sygnału luminancji w stosunkowo znacznym stopniu, a więc pozwala obniżyć częstotliwość próbkowania. Powoduje to zawężenie zajętego przez sygnał cyfrowy widma częstotliwości, bez wprowadzania zauważalnych zniekształceń. Natomiast ograniczanie pasma częstotliwości sygnałów różnicowych powoduje nie tylko zmniejszenie rozdzielczości szczegółów kolorowych obrazu, lecz przede wszystkim zmianę barwy tła obrazu oraz zniekształcanie odtwarzanych ostrych krawędzi przedmiotów. Wpływa to na znaczne obniżenie ocen obserwatorów.



Rys. 7. Oceny jakości obrazu kolorowego w funkcji ograniczania pasma sygnału luminancji - skala zauważalności zniekształceń

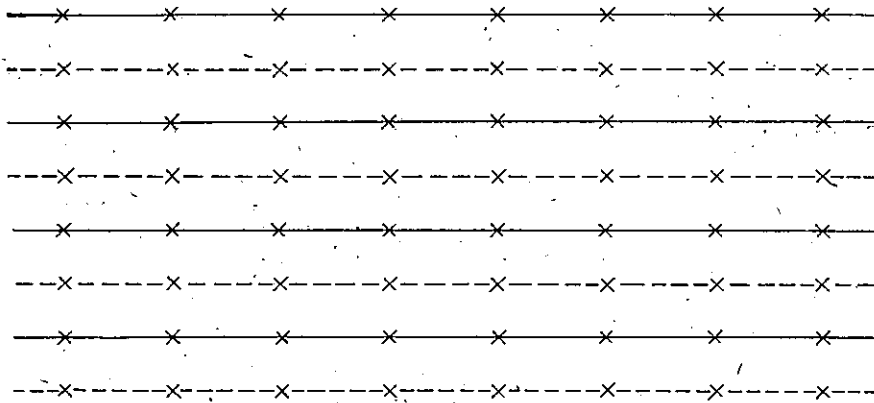


Rys. 8. Oceny jakości obrazu kolorowego w funkcji ograniczania pasma sygnału luminancji - skala porównawcza

Jak wynika z powyższych rysunków, dla uzyskania dobrej jakości odtwarzanego obrazu sygnały różnicowe powinny być jednak przesyłane bez ograniczania szerokości pasma częstotliwości.

3. SPECJALNE METODY PRÓBKOWANIA I ICH WPŁYW NA JAKOŚĆ ODTWARZANEGO OBRAZU ANALOGOWEGO

Specjalne metody próbkowania sygnału wizyjnego, opracowane w oparciu o specyficzne cechy obrazu, umożliwiają znacznie lepsze wykorzystanie częstotliwościowego widma zajmowanego przez sygnały cyfrowe. Analogowy wejściowy sygnał wizyjny x_a jest bowiem zarówno funkcją czasu (t), jak i położenia (x, y) elementu obrazu na jego powierzchni, czyli $x_a = f(x, y, t)$. Punkty pobierania



Rys. 9. Struktura ortogonalna

próbek muszą zatem być określone trzema wielkościami (x, y, t). Mogą więc być tworzone różne struktury próbkowania, przez ściśle określone położenia odpowiednich próbek na kolejnych liniach wybierania, a także dla kolejnych pól obrazu. Rozpatrzmy więc trzy z najczęściej proponowanych struktur: strukturę ortogonalną, *quincunx*¹⁾ pola i *quincunx* linii.

W strukturze ortogonalnej (rys. 9) próbki na kolejnych liniach wybierania są ułożone wzdłuż linii pionowych. Taka struktura daje jednakowe ułożenie próbek zarówno dla kolejnych obrazów, jak również i dla kolejnych pól obrazu. Można więc przyjąć, że funkcja określająca próbkowanie jest funkcją tylko dwóch zmiennych ustalających położenie próbki $p(x, y)$. Dla takiego przypadku można wykazać, że:

$$p(x, y) = \sum_k \sum_n \delta(x - kX) \delta(y - nY) \quad (1)$$

gdzie: X — odległość pomiędzy próbkami w kierunku poziomym,

k — numer próbki w kierunku poziomym,

Y — odległość pomiędzy próbkami w kierunku pionowym (odległość pomiędzy kolejnymi liniami)

n — numer linii.

Widmo częstotliwościowe funkcji określającej próbkowanie wyniesie wówczas:

$$P(f_x, f_y) = \frac{A}{XY} \sum_k \sum_n \delta\left(f_x - k \frac{1}{X}\right) \delta\left(f_y - n \frac{1}{Y}\right) \quad (2)$$

gdzie: $f_x = \frac{1}{X}$ — częstotliwość próbkowania w kierunku poziomym,

¹⁾ *Quincunx* (łac.) — pojęcie matematyczne określające rozmieszczenie czterech rozpatrywanych punktów w rogach prostokąta i piątego na przecięciu przekątnych prostokąta (jak piątka w kartach do gry).

$f_y = \frac{1}{Y}$ – częstotliwość próbkowania w kierunku pionowym,

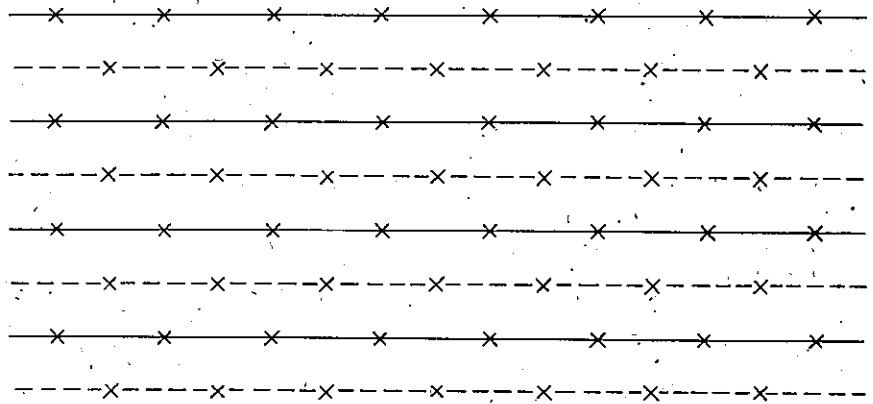
A – stała.

Widmo częstotliwościowe sygnału wyjściowego przyjmuje wówczas postać:

$$X_p(f_x, f_y) = X_a(f_x, f_y) * P(f_x, f_y) = \frac{A}{XY} \sum_k \sum_n X_a\left(f_x - k \frac{1}{X}\right) \left(f_y - n \frac{1}{Y}\right) \quad (3)$$

Zawiera ono oprócz podstawowego widma sygnału wejściowego o środku znajdującym się na przecięciu osi f_x i f_y , również i nieskończone szeregi widm, których środki są odległe odpowiednio o $\frac{1}{X}$ i $\frac{1}{Y}$. Widma o środkach odległych od środka widma podstawowego o $\pm n \frac{1}{Y}$ wynikają z liniowej struktury obrazu, a widma o środkach odległych o $\pm k \frac{1}{X}$ z próbkowania w kierunku linii.

Częstotliwość próbkowania powinna być w tym przypadku zgodna z prawem Nyquista, co pociąga za sobą konieczność stosowania bardzo dużych prędkości bitowych. Struktura ortogonalna nie daje więc oszczędności na widmie częstotliwościowym sygnału.



Rys. 10. Struktura tzw. „quincunx pola”

W strukturze tzw. *quincunx* pola (rys. 10) próbki są ortogonalne w każdym z pól obrazu, lecz próbki jednego pola są przesunięte względem próbek drugiego pola o pół okresu próbkowania. Dla takiej struktury można z kolei wykazać, że funkcja określająca próbkowanie przyjmie postać:

$$P(x, y, t) = \sum_k \sum_n \sum_m \delta(x - kX) \delta(y - n2Y) \delta[t - mT + 2(k+n)T] \quad (4)$$

gdzie: T – okres pola,

$2T$ — okres powtarzania takiej samej struktury,

m — kolejny numer pola,

$2Y$ — odległość pomiędzy liniami tego samego pola,

$\frac{X}{2}$ — odległość w kierunku poziomym pomiędzy próbkami jednego pola i próbkami drugiego pola,

a jej widmo częstotliwościowe można zapisać jako:

$$P(f_x, f_y, f) = \frac{B}{XYT} \sum_k \sum_n \sum_m \delta\left(f_x - k \frac{1}{X}\right) \delta\left(f_y - n \frac{1}{2Y}\right) \delta\left[f - m \frac{1}{T} + (k+n) \frac{1}{2T}\right] \quad (5)$$

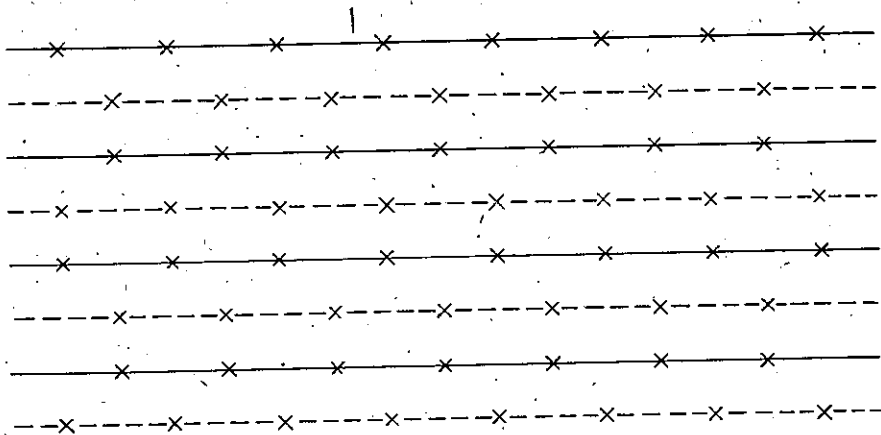
gdzie: B — stała.

Częstotliwościowe widmo sygnału wyjściowego wyrazi się wówczas wzorem:

$$X_p(f_x, f_y, f) = \frac{B}{XYT} \sum_k \sum_n \sum_m X_a\left(f_x - k \frac{1}{X}\right) \left(f_y - n \frac{1}{2Y}\right) \left(f - m \frac{1}{T} + (k+n) \frac{1}{2T}\right) \quad (6)$$

Rozkład częstotliwościowych widm struktury quincunx pola jest dla jednego pola bardzo korzystny, gdyż umożliwia znaczne zmniejszenie częstotliwości próbkowania w kierunku poziomym. Częstotliwościowe widma tej struktury dla drugiego pola są natomiast przesunięte w stosunku do widm pierwszego pola i mogą się przeplatać z widmem podstawowym, powodując tym samym zniekształcenia obrazu, szczególnie wówczas gdy nadaje się pasy lub linie pionowe.

W tzw. strukturze quincunx linii (rys. 11) próbki położone na kolejnych liniach wybierania tego samego pola są przesunięte względem siebie o pół okresu próbkowania, a próbki położone na linii wybierania jednego pola są przesunięte o pół



Rys. 11. Struktura tzw. „quincunx linii”

okresu próbkowania względem próbek położonych na następnej linii wybierania umieszczonych w następnym polu.

Funkcję określającą próbkowanie można wówczas zapisać jako:

$$p(x, y, t) = \sum_k \sum_n \sum_m \delta(x - kX) \delta(y - n2Y + k4Y) \delta[t - mT + (k+n)2T] \quad (7)$$

a jej widmo częstotliwościowe wyniesie odpowiednio:

$$\begin{aligned} P(f_x, f_y, f) &= \\ &= \frac{B}{XYT} \sum_k \sum_n \sum_m \delta\left(f_x - k\frac{1}{X}\right) \delta\left(f_y - n\frac{1}{2Y} + k\frac{1}{4Y}\right) \delta\left[f - m\frac{1}{T} + (k+n)\frac{1}{2T}\right] \end{aligned} \quad (8)$$

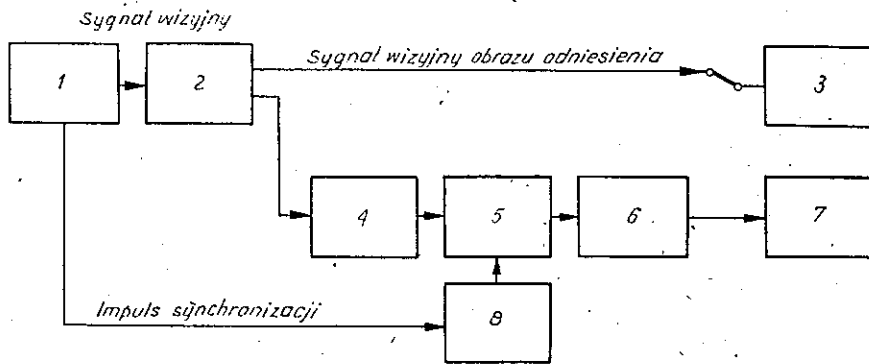
Częstotliwościowe widmo sygnału wyjściowego wyrazi się wówczas jako:

$$\begin{aligned} Xp(f_x, f_y, f) &= \\ &= \frac{B}{XYT} \sum_k \sum_n \sum_m Xa\left(f_x - k\frac{1}{X}\right) \left(f_y - n\frac{1}{2Y} + k\frac{1}{4Y}\right) \left[f - m\frac{1}{T} + (k+n)\frac{1}{2T}\right] \end{aligned} \quad (9)$$

Rozkłady widmowe dla obu pól obrazu są jednakowe, przy czym są one przesunięte względem osi x o $\frac{1}{4Y}$. Nie zachodzi więc tu przypadek przeplatania się widm bocznych z widmem podstawowym i występowanie zniekształceń. Umożliwia to stosowanie częstotliwości próbkowania o ok. 25% mniejszej od częstotliwości Nyquista, a więc uzyskanie również odpowiedniej oszczędności na szerokości częstotliwościowego widma sygnału cyfrowego.

Pomiary zależności jakości obrazu od częstotliwości próbkowania dla trzech omawianych struktur próbkowania przeprowadzono w układzie podanym na rys. 12. Wyniki pomiarów podano w tablicy 3 oraz na rys. 13–18. Pomiary wykonano dla analogowych sygnałów wizyjnych o szerokości pasma częstotliwości 6 MHz, 5 MHz i 4 MHz, w warunkach zgodnych z Zaleceniem CCIR nr 500-1. Rys. 13 dotyczy ocen obrazu uzyskanych przy stosowaniu skali zauważalności zniekształceń dla szerokości pasma częstotliwości sygnału wizyjnego – 6 MHz, rys. 14 – takich samych ocen uzyskanych przy stosowaniu skali porównawczej. Na następnych rysunkach podano oceny jakości obrazu dla szerokości pasma sygnału analogowego 5 MHz i przy stosowaniu skali zauważalności zniekształceń (rys. 15) oraz skali porównawczej (rys. 16). Wyniki pomiarów dla szerokości pasma 4 MHz przy stosowaniu skali zauważalności zniekształceń są podane na rys. 17, a przy stosowaniu skali porównawczej na rys. 18.

Eksperymentalne porównanie struktur próbkowania wykazało, że zależnie od stosowanej struktury występuje inny rodzaj zniekształceń obrazu. W przypadku struktury ortogonalnej maleje rozdzielczość obrazu. Przy strukturze quincunx pola występuje migotanie elementów obrazu. Natomiast przy strukturze quincunx



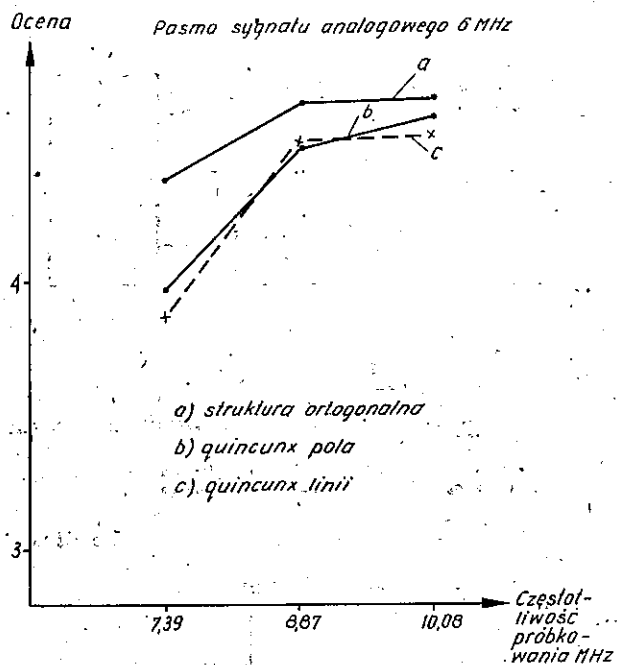
Rys. 12. Układ do pomiaru jakości obrazu w funkcji częstotliwości próbkowania dla różnych struktur próbkowania

1 analizator przezroczny, 2 wzmacniacz rozdzielczy, 3 odbiornik obrazu odniesienia, 4 filtr dolnoprzepustowy, 5 układ próbkujący, 6 odbiornik obrazu ocenianego, 7 generator impulsów próbkujących

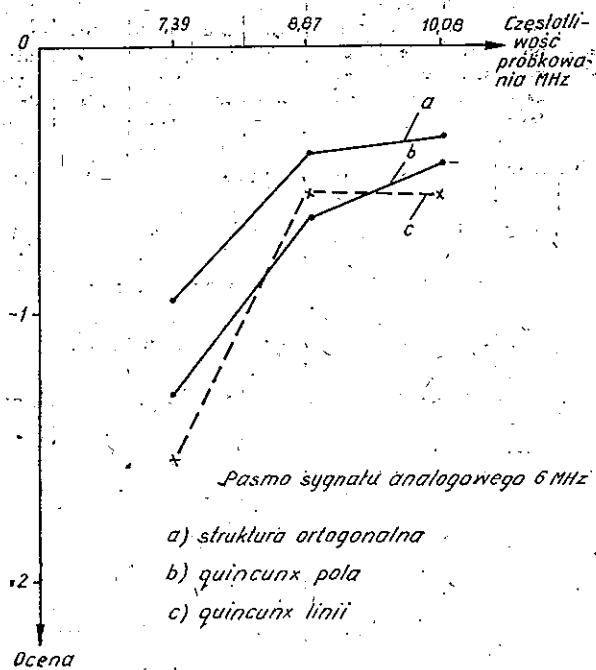
Tablica 3

Szerokość pasma sygnału analogowego [MHz]	Rodzaj struktury	Częstotliwość próbkowania (MHz)											
		10,08 MHz				8,87 MHz				7,39 MHz			
		Skala zauważalności zniekształceń		Skala porównawcza		Skala zauważalności zniekształceń		Skala porównawcza		Skala zauważalności zniekształceń		Skala porównawcza	
		Wartość średnia	Odchylenie standardowe	Wartość średnia	Odchylenie standardowe	Wartość średnia	Odchylenie standardowe	Wartość średnia	Odchylenie standardowe	Wartość średnia	Odchylenie standardowe	Wartość średnia	Odchylenie standardowe
6	ortogonalna quincunx pola	4,69	0,47	-0,34	0,48	4,57	0,5	-0,4	0,49	4,39	0,52	-0,94	0,68
	quincunx linii	4,62	0,59	-0,43	0,62	4,5	0,5	-0,63	0,52	3,99	0,6	-1,3	0,6
	linii	4,57	0,34	-0,55	0,64	4,53	0,52	-0,53	0,56	3,87	0,56	-1,53	0,58
5	ortogonalna quincunx pola	4,34	0,6	-0,58	0,52	4,26	0,5	-1,13	0,74	4,14	0,79	-1,13	0,83
	quincunx linii	4,29	0,67	-0,66	0,62	3,8	0,48	-1,63	0,53	3,69	0,63	-1,4	0,75
	linii	4,22	0,7	-0,73	0,77	4,16	0,65	-1,25	0,72	3,56	0,53	-1,5	0,53
4	ortogonalna quincunx pola	3,98	0,51	-1,23	0,56	3,98	0,81	-1,29	0,77	3,63	0,68	-1,56	0,64
	quincunx linii	3,96	0,4	-1,16	0,53	3,87	0,79	-1,29	0,77	3,67	0,5	-1,57	0,64
	linii	3,96	0,42	-1,2	0,53	3,78	0,75	-1,41	0,73	3,14	0,64	-2,08	0,52

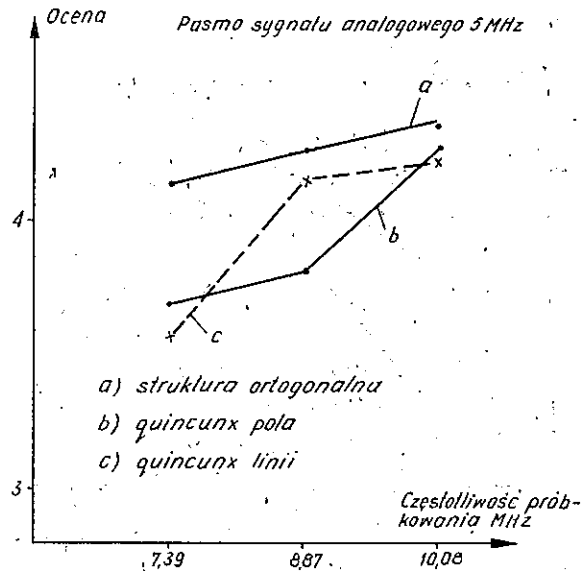
Uwaga: Warunki i metodyka pomiaru jak dla danych z tablicy 1.



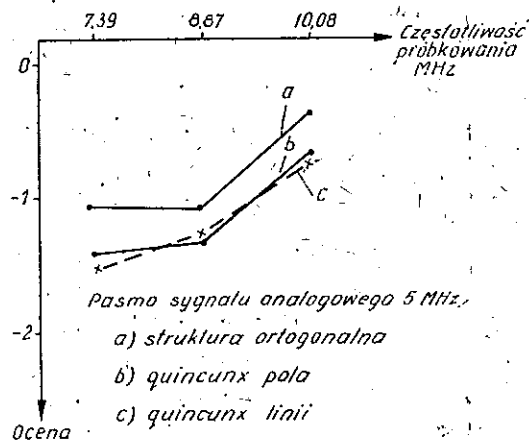
Rys. 13. Ocena jakości obrazu w funkcji częstotliwości próbkowania dla sygnału o pasmie częstotliwości 6 MHz – skala zauważalności zniekształceń



Rys. 14. Oceny jakości obrazu w funkcji częstotliwości próbkowania dla sygnału o pasmie 6 MHz – skala porównawcza



Rys. 15. Ocena jakości obrazu w funkcji częstotliwości próbkowania dla sygnału o pasmie 5 MHz skala zauważalności zniekształceń

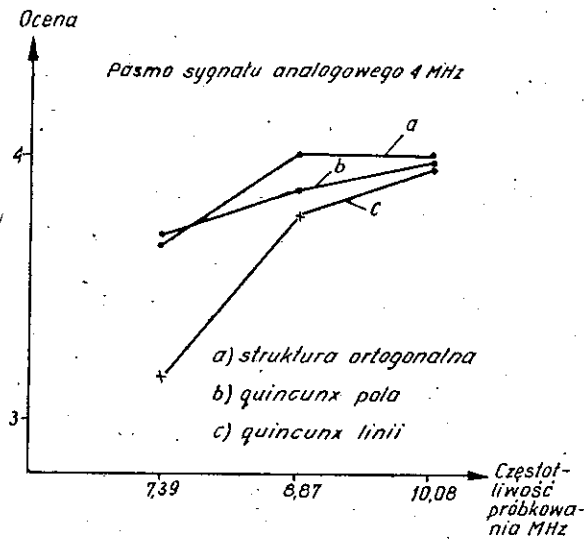


Rys. 16. Ocena jakości obrazu w funkcji częstotliwości próbkowania dla sygnału o pasmie 5 MHz - skala porównawcza

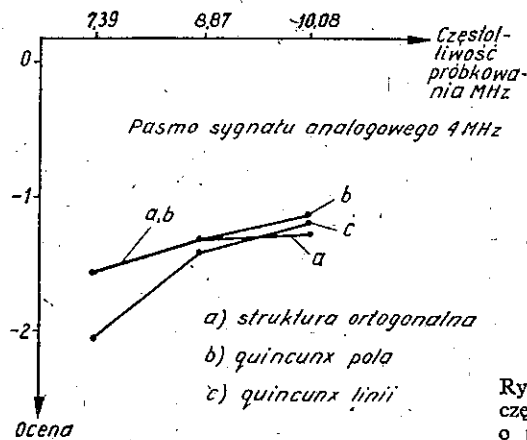
linii pojawiają się prążki poziome, które zniekształcają przenoszenie krawędzi (powstaje efekt schodkowy). Zniekształcenia te stają się coraz bardziej widoczne przy zmniejszaniu częstotliwości próbkowania. Dla określonej częstotliwości próbkowania jakość obrazu zależy więc od zastosowanej struktury próbkowania oraz przyjętej górnej częstotliwości granicznej sygnału analogowego.

W celu potwierdzenia uzyskanych wyników przeprowadzono dodatkowe pomiary na obrazach ruchomych. Z pomiarów tych wynika, że ruch nie powoduje zauważalnego wzrostu zniekształceń dla wszystkich rodzajów struktur.

Pomimo, że wyniki rozważań teoretycznych wskazują, iż stosowani ortogo-



Rys. 17. Oceny jakości obrazu w funkcji częstotliwości próbkowania dla sygnału o pasmie 4 MHz — skala zauważalności zniekształceń



Rys. 18. Oceny jakości obrazu w funkcji częstotliwości próbkowania dla sygnału o pasmie 4 MHz — skala porównawcza

nalnej struktury próbkowania nie daje możliwości zmniejszenia prędkości bitowej — tak, jak to ma miejsce w przypadku stosowania struktur quincunx pola i linii — jednak wyniki eksperymentów oparte na ocenach subiektywnych wskazują, że struktura ortogonalna pozwala również zmniejszyć tę prędkość. Wydaje się, że przyczyna tego leży w różnicach odczuwalności przez obserwatorów różnego rodzaju występujących zniekształceń. Ze zmniejszeniem rozdzielczości obrazu obserwatorzy godzą się łatwiej niż z innymi zniekształceniami, gdyż ogólne wrażenie jakości obrazu jest dla nich korzystniejsze, a więc i oceniane wyżej.

WYKAZ LITERATURY

1. CCIR, period. 1974–1978, doc. 11/354 (CMTT) 229. Sampling structures in digital television.
2. CCIR, period. 1974–1978, doc. 11/355 (CMTT/230). Sampling frequencies for digital television.
3. CCIR, period. 1974–1978, doc. 11/356 (CMTT/231). Sampling structures and frequencies of (television) component signals.
4. CCIR, period. 1974–1978, doc. 11/438 (CMTT/277). Proposed standard for the sampling of components for 625-line colour television systems.
5. CCIR, period. 1978–1982, doc. 11/89 (CMTT/61). Picture quality as a function of bandwidths limiting and sampling frequencies.
6. Грузинский М. А., Цуккерман Н. Н., Шостацкий И. И.: Параметры дискретизации и фильтрация телевизионных изображений: Sympozjum telewizji cyfrowej III Grupy Studiów OIRT, Praha 1978.
7. Jones A. H.: Digital video: Coding techniques and tradeoffs. 11 Międzynarodowe Sympozjum Telewizyjne. Montreaux 1979.
8. Karwowska-Lamparska A., Kędziński L.: Redundancy reduction and picture quality. Konferencja: Electromagnetic Compatibility 1980.
9. Rosenfeld A., Kak A. C.: Digital Picture Processing. Academic Press 1976.
10. Sabatier J.: Choix des paramètres d'échantillonnage pour le codage numérique des signaux de télévision en couleur. Sympozjum Telewizji Cyfrowej III Grupy Studiów OIRT, Praha 1978.
11. Sabatier J., Kretz F.: Sampling the components of 625-line colour television signals. EBU Revue, 1978, nr 171.

Алина Карвовска-Лампарска
Леслав Кендзерски

ВЛИЯНИЕ ОГРАНИЧЕНИЯ ИЗБЫТОЧНОСТИ ВИДЕО СИГНАЛА НА КАЧЕСТВО ВОСПРОИЗВОДИМОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

Резюме

В статье рассмотрены возможности уменьшения спектра цифровых телевизионных видео сигналов путём использования статистических примет изображения ис помощью устранения из него избыточности информации, не ухудшая качества воспроизводимого аналогового изображения. Проведены статистические измерения качества изображения при ограничении ширины полосы видео сигнала, преобразуемого в цифровой сигнал.

Измерения касались оценки качества изображений воспроизводимых приемниками так цветного, как и черно-белого телевидения. Рассмотрено здесь тоже специальные методы дискретизации, а именно метод образующий так называемую ортогональную структуру и методы шахматных структур по полям и по строкам. Результаты теоретических рассуждений позволяют сделать вывод, что применение так называемой шахматной структуры строк способствует уменьшению частоты дискретизации прил. на 25% меньше частоты Найквиста.

Однако статистические измерения качества изображения доказали, что по существу все три вида структур дискретизации позволяют уменьшать частоту дискретизации.

*Alina Karwowska-Lamparska
Lesław Kędzierski*

INFLUENCE OF LIMITATIONS OF THE REDUNDANCE OF VIDEO SIGNALS ON THE QUALITY OF REPRODUCED IMAGES

Summary

In this paper the possibility of limiting digital spectra of television video signals is discussed by utilizing the statistical image characteristics and by eliminating the redundancy without worsening the quality of the analog image. The statistical measurements of the image quality in the case of limiting the frequency band of the video signal being digitalized were performed.

These measurements have been concerned with the quality of images reproduced by colour as well as black and white television receivers.

Some special methods of sampling have been examined, namely the so called orthogonal structure and the quincunx field and the quincunx line structures.

The results of theoretical considerations allow to come to the conclusion, that utilizing the so called quincunx line structure enables to decrease the sampling frequency to a value about 25% lower than the Nyquist frequency. However the performed statistical measurements of the quality of the images proved that in fact all three kinds of sampling structure allow to decrease the sampling frequency.

*Alina Karwowska-Lamparska
Lesław Kędzierski*

INFLUENCE DE LA LIMITATION DE REDONDANCE DE VIDEO SIGNAUX SUR LA QUALITE DE REPRODUCTION DE L'IMAGE

Résumé

Dans l'article est examinée la possibilité de la diminution de largeur du spectre de video signaux numériques de télévision au moyen d'utilisation des indices statistiques de l'image et au moyen d'élimination de redondance sans empirer la qualité de reproduction de l'image analogue.

On décrit les résultats de mesures de qualité d'image au cours de la limitation de largeur de la bande de fréquence du video signal, transformé en un signal numérique. Au moyen de ces mesures on a évalué la qualité de reproduction de l'image par les récepteurs de télévision en couleur et monochrome.

Aussi on a examiné les méthodes spéciales d'échantillonnage notamment celles qui provoquent les si nommées structures: orthogonale, structure quinconce simple (trames) et quinconce double (lignes). Les résultats de considérations théoriques permettent de déduire, que l'emploi de la susmentionnée structure quinconce double (lignes) provoque l'abaissement de fréquence d'échantillonnage environ de 25% au dessous de la fréquence de Nyquist. Cependant les mesures statistiques de qualité d'image démontrent, que toutes les trois espèces de structure permettent d'abaisser la fréquence d'échantillonnage.

*Alina Karwowska-Lamparska
Lesław Kędziński*

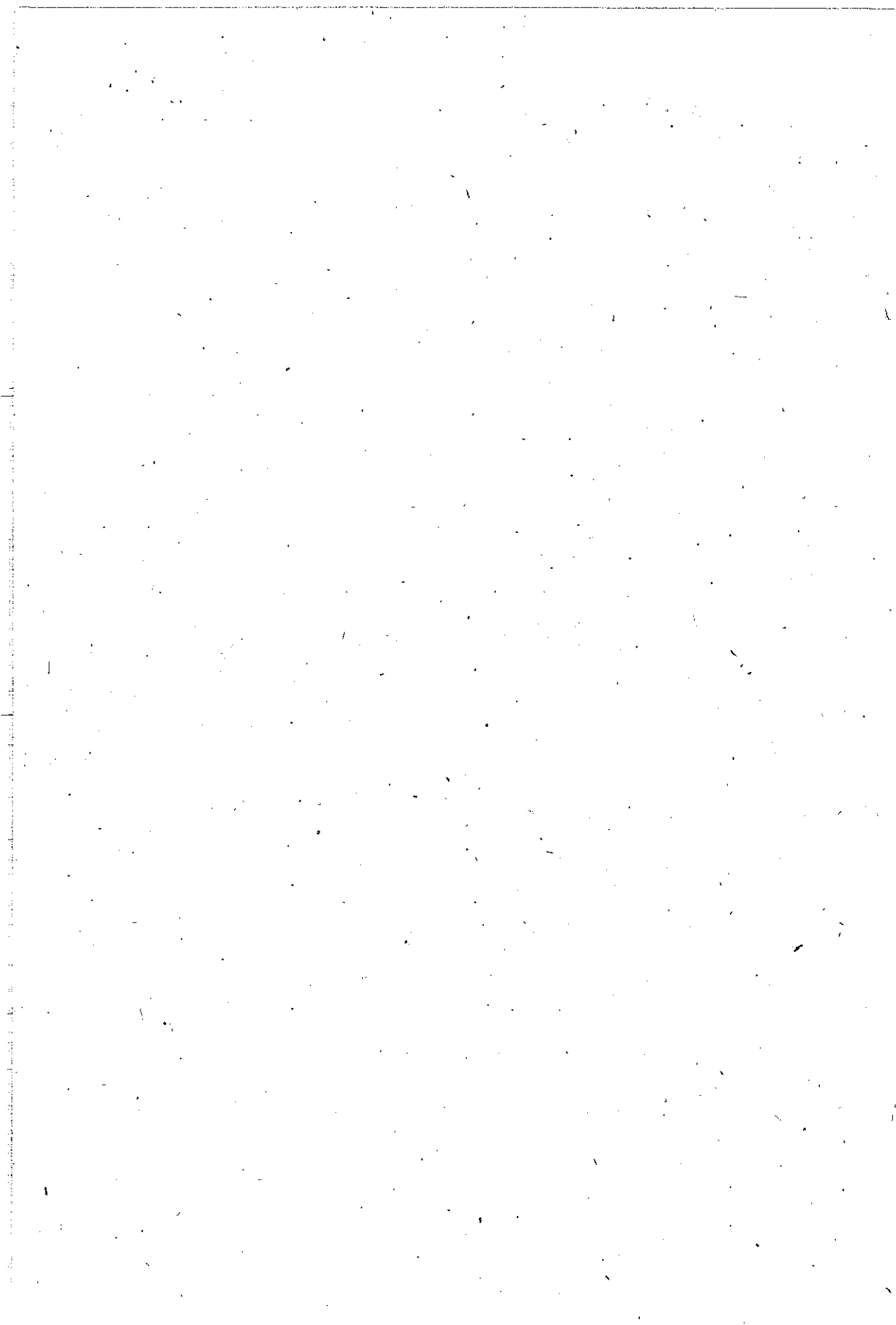
EINFLUSS DER REDUNDANZBEGRENZUNG DES VIDEOSIGNALS AUF DIE QUALITÄT DES WIDERGEBENEN SIGNALS

Zusammenfassung

In dem Artikel wurden die Verengungsmöglichkeiten der Spectrumbreite der digitalen Fernsehsignale durch Ausnutzung der statistischen Bildeigenschaften und durch Entfernen solcher Informationsredundanz, die die Qualität des wiedergegebenen Analogsignals nicht vermindert, besprochen.

Es wurden statistische Messungen der Bildqualität bei Begrenzung der Frequenzbandbreite des digitalisierten Videosignals durchgeführt.

Die Messungen betrafen sowohl die Einschätzung der Bildqualität bei Wiedergabe mit Farbe wie auch mit Schwarz-Weiß-Fernsehempfängern. Es wurden spezielle Abtastmethoden untersucht, die die sogenannte orthogonale, feldquincunx und linienquincunx Strukturen geben. Die Ergebnisse der theoretischen Betrachtungen zeigen, daß die Verwendung der sogenannten linienquincunx Struktur die Abtastfrequenz bis ca. 25% der Nyquistfrequenz zu vermindern ermöglicht. Die durchgeführten statistischen Messungen der Bildqualität haben gezeigt, daß alle drei Strukturen die Verminderung der Abtastfrequenz ermöglichen.



POZAHORYZONTOWE SPRZEŻENIE POPRZEC DESZCZ ANTENY STACJI SATELITARNEJ Z ANTENĄ LINII RADIOWEJ

Rękopis dostarczony do Komitetu Redakcyjnego dnia 12.I.1980 r.

Możliwości powstawania wzajemnych zakłóceń między systemami komunikacji satelitarnej i naziemnej w wyniku rozpraszania fal przez opady zmuszają do odpowiedniego wyboru częstotliwości pracy tych systemów, specjalnych konstrukcji anten, rozsądnej lokalizacji stacji itd. Niezbędna jest przy tym ocena mocy fali rozproszonej na opadzie i odebranej w antenie przy założeniu tej samej częstotliwości pracy obydwu systemów.

W artykule oszacowano współczynnik sprzężenia nadawczej anteny satelitarnej i odbiorczej anteny stacji przekaźnikowej, gdy antena nadawcza o wysokim zysku (60 dB) jest skierowana na satelitę pod kątem 30° , zaś opad znajduje się w jej pobliżu. W obliczeniach uwzględniono skomplikowany charakter pola w strefie bliskiej anteny nadawczej. Strefa ta rozciąga się do odległości kilku km od anteny. Rozpatrzono sytuacje, gdy anteny są oddalone od siebie na 30–200 km oraz gdy natężenia opadu przyjmują wartości od 25 do 300 mm/godz. Uwzględniono wpływ tłumienia fali w opadzie. Współczynniki sprzężenia obliczono dla częstotliwości 11 i 20 GHz.

Zastosowana metoda obliczeń charakteryzuje się prostotą i przejrzystością. Wykazano, że w przypadku gdy kąt przecięcia wiązek anten nie jest zbyt ostry, to wzór na współczynnik sprzężenia anten jest taki sam niezależnie od tego czy wiązki przecinają się w strefie bliskiej, czy w strefie dalekiej promieniowania anteny satelitarnej.

1. WPROWADZENIE

Zagadnienia związane z rozpraszaniem mikrofal przez opady atmosferyczne są już od wielu lat badane analitycznie i eksperymentalnie. W rozwiązaniach analitycznych zakłada się zazwyczaj, że opad znajduje się w strefie dalekiej promieniowania anteny nadawczej i odbiorczej. Zagadnienie szacowania mocy sygnału rozproszonego, odebranego przez antenę stacji przekaźnikowej linii radiowej jest przedmiotem publikacji [5]. Przyjęcie założenia, że opad występuje w strefie dalekiej promieniowania pozwala zastosować w analizie proste zależności wiążące ze sobą parametry anteny, moc wypromieniowaną i parametry przestrzeni.

Nadawcze, naziemne anteny satelitarne charakteryzują się wielkimi rozmiarami i są skierowane na satelitę pod dużym kątem elewacji. Znane anteny w pasmie

10 GHz mają zysk ponad 60 dB i szerokość wiązki ok. $0,2^\circ$, co odpowiada średnicy reflektora ok. 10 m. Należy zauważyć, że strefa bliska promieniowania takiej anteny sięga prawie do odległości 7 km (jeśli posłużyć się do jej określenia znanym wzorem $2D^2/\lambda$, w którym: D oznacza średnicę anteny, zaś λ — długość fali). Przy kącie elewacji 30° sięga ona latem izotermi 0°C . Jeśli wziąć pod uwagę, że śnieg rozprasza fale znacznie słabiej niż deszcz, zaś krople deszczu znajdują się najczęściej pod izotermią 0°C , to staje się oczywiste, że problem rozpraszania pojawia się w praktyce w sytuacjach, gdy opad występuje w pobliżu anteny satelitarnej w obrębie strefy bliskiej promieniowania.

W publikacji [3] zagadnienie sprzężenia anteny satelitarnej z anteną stacji przekąźnikowej poprzez deszcz, występujący w strefie bliskiej anteny satelitarnej, zostało interesująco rozwiązane przez przyjęcie założenia, że antena ta ma reflektor z oświetleniem quasi-gaussowskim. Pozwoliło to przedstawić jej charakterystykę promieniowania w strefie bliskiej w prostej postaci. W ramach analizy przyjęto opad w postaci deszczu, którego rozkład prawdopodobieństwa średnic kropeł jest zgodny z modelem Lawsa-Parsonsa, ($L-P$).

Moc sygnału P_{OZ} , odebranego w antenie stacji przekąźnikowej w rezultacie rozpraszania przez deszcz energii emitowanej przez antenę satelitarną, została określona przez całkę o skomplikowanych granicach całkowania. W niniejszym artykule moc ta zostanie obliczona w znacznie prostszy sposób, łatwiejszy do zastosowania w praktycznie występujących konfiguracjach systemów telekomunikacyjnych. W obliczeniach wzięto pod uwagę opady burzowe, które prowadzą do najsilniejszego efektu rozpraszania, podczas gdy w publikacji [3] przyjęty był model mikrostruktury opadu odpowiedni raczej dla opadów umiarkowanych.

W przedstawionej tu analizie, uwzględniającej występowanie opadu w strefie bliskiej, wzięta została pod uwagę antena z typowym oświetleniem reflektora. Metoda obliczeń jest zbliżona do metody zaprezentowanej w publikacji [5], dotyczącej opadu w strefie dalekiej promieniowania. Metoda ta charakteryzuje się prostotą i zadowalającą dokładnością. Istotą jej jest traktowanie centralnej części obszaru wspólnego krzyżujących się w opadzie wiązek jako reprezentatywnej dla całego obszaru wspólnego. Symetria obszaru w znacznym stopniu kasuje błędy wynikające z tego uproszczonego podejścia do rozwiązania problemu.

2. CHARAKTERYSTYKA KIERUNKOWA PROMIENIOWANIA W STREFIE BLISKIEJ

Według Saada [7] w strefie bliskiej anteny parabolicznej z centralnym oświetleniem zredukowanym na skrajach reflektora zależność:

$$p_z(x) = 26,1 \left[1 - \frac{16x}{\pi} \sin \frac{\pi}{8x} + \frac{128x^2}{\pi^2} \left(1 - \cos \frac{\pi}{8x} \right) \right] \quad (1)$$

przedstawia przebieg gęstości mocy p_z w funkcji znormalizowanej odległości $x = R_1/(2D^2/\lambda)$, przy czym $p_z(x) = 1$ dla $R_1 = 2D^2/\lambda$, ponadto R_1 — odległość oraz zależność

$$\frac{G_F(x)}{G_z} = \frac{256x^2 \left[1 - \frac{16x}{\pi} \sin \frac{\pi}{8x} + \frac{128x^2}{\pi^2} \left(1 - \cos \frac{\pi}{8x} \right) \right]}{\pi^2} \quad (2)$$

przedstawia współczynnik redukcji zysku anteny G_F/G_z w obszarze bliskim — przy czym $G_F(x)$ oznacza zysk w odległości x , zaś G_z — zysk w odległości $x = \infty$. Przebieg obydwu funkcji przedstawiają rys. 1 i 2.

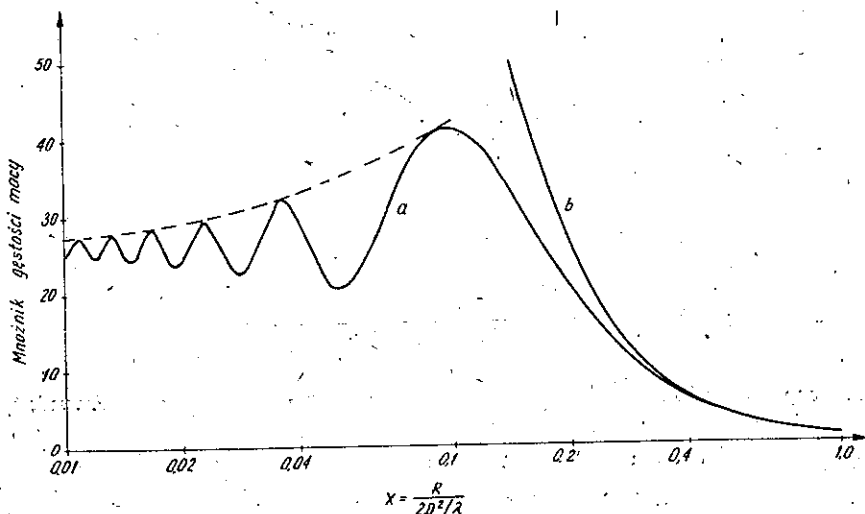
Weźmy pod uwagę antenę paraboliczną z centralnym oświetleniem zredukowanym na brzegach, przeznaczoną do pracy na częstotliwości 11 GHz, której zysk $G_z = 60$ dB, 3-decybelowa szerokość wiązki (w strefie dalekiej) $\theta_z = 0,2^\circ$ i średnica reflektora $D = 9,2$ m. Załóżmy, że gęstość mocy promieniowanej jest rozłożona równomiernie w obrębie kąta θ_F . Wtedy

$$\frac{\theta_F(x)}{\theta_z} = \sqrt{\frac{G_z}{G_F(x)}} \quad (3)$$

bowiem dla tego rodzaju anten jest spełniona zależność

$$G_z \approx \frac{8}{\theta_z^2} \quad (4)$$

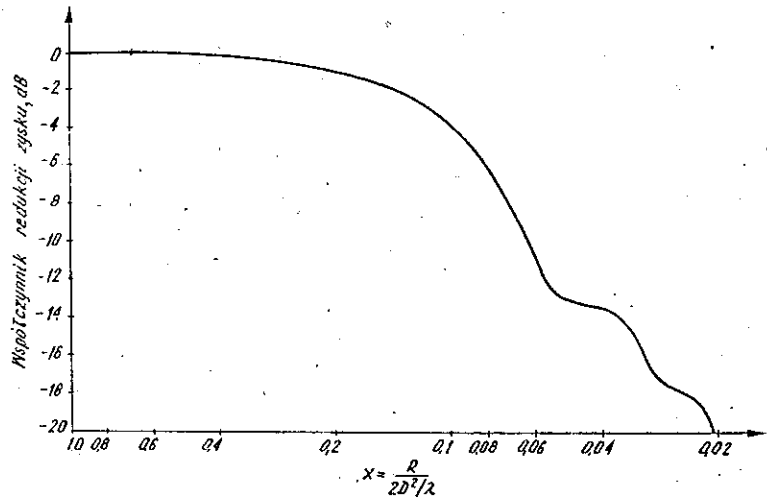
gdzie kąt θ_z jest wyrażony w radianach [4].



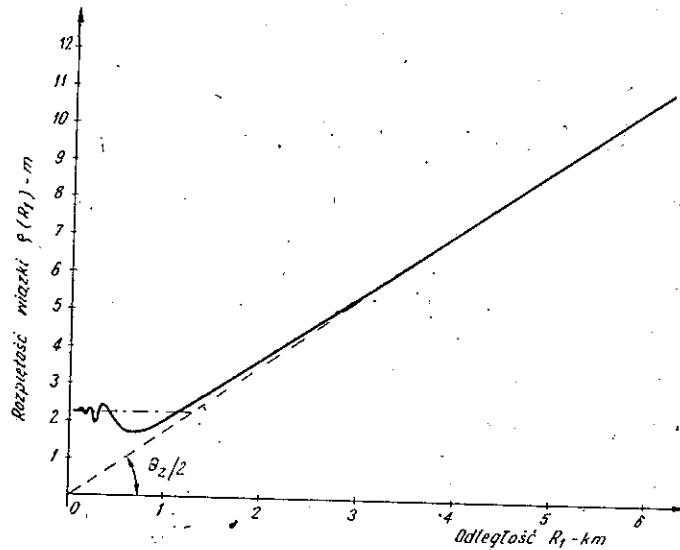
Rys. 1. Mnożnik gęstości mocy w strefie bliskiej promieniowania anteny z oświetleniem zredukowanym na brzegach reflektora, w zależności od zredukowanej odległości x przy założeniu, że gęstość mocy jest równa jednostce w odległości $x = 1$.

a) wykres wg wzoru (1);

b) wykres wg wzoru dla strefy dalekiej



Rys. 2. Współczynnik redukcji zysku w strefie bliskiej promieniowania anteny z oświetleniem zredukowanym na brzegach reflektora, w zależności od zredukowanej odległości x



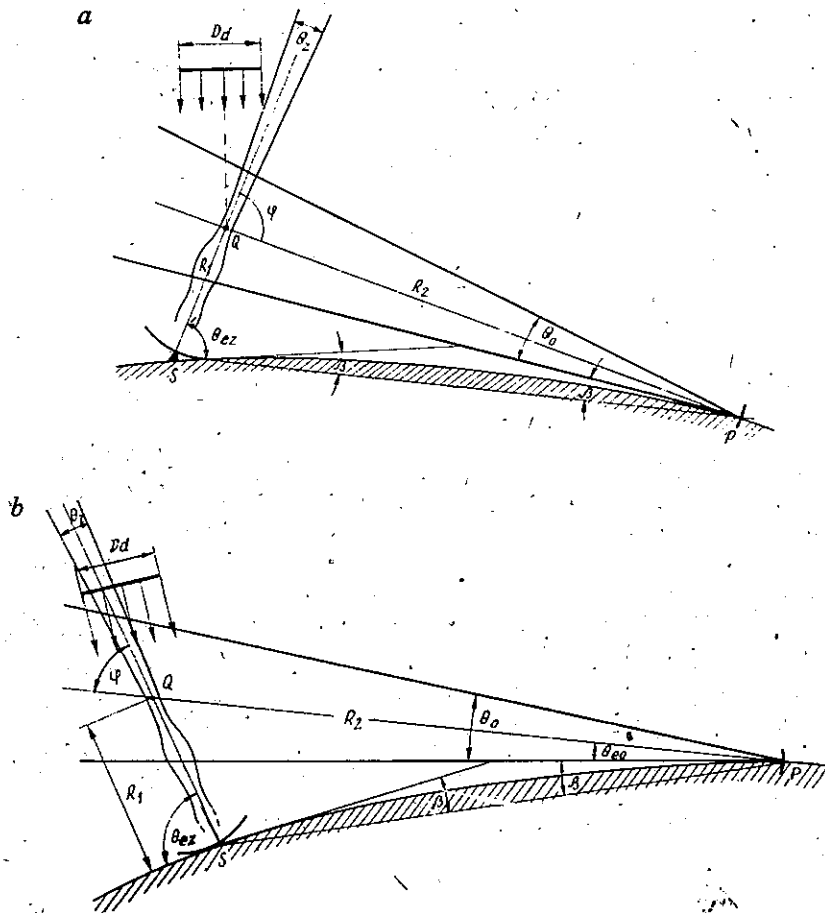
Rys. 3. Rozpiętość wiązki ρ w zależności od odległości R_1 w strefie bliskiej promieniowania anteny

Dysponując 3-decybelową szerokością wiązki θ_F w strefie bliskiej można wyznaczyć rozpiętość wiązki 2ρ w tej strefie w zależności od odległości R_1 od anteny. Wykres tej zależności w strefie bliskiej przedstawia rys. 3. Jak widać z rysunku, charakterystyka kierunkowa w obszarze bliskim anteny może być w przybliżeniu przedstawiona za pomocą walca o promieniu 2,3 m do odległości $R_1 = 1,4$ km, zaś dla $R_1 \geq 1,4$ km — przez stożek o kącie rozwarcia θ_z .

3. WSPÓLCZYNNIK SPRZEŻENIA ANTENY POPRZEC DESZCZ

3.1. Zależności geometryczne

Weźmy pod uwagę dwie sytuacje przedstawione na rys. 4a i 4b. Kąt elewacji nadawczej anteny satelitarnej (S) jest równy $\theta_{ez} = 30^\circ$ i anteny odbiorczej stacji przekąźnikowej (P) jest równy $\theta_{e0} = \theta_0/2$. Rozpiętość wiązki anteny S jest rzędu metrów do izotermi 0°C leżącej latem na wysokości równej średnio 3,5 km. Rozpiętość wiązki anteny P w pobliżu anteny S jest wielokrotnie większa. W interesującym nas przedziale odległości R_2 anteny P od punktu przecięcia osi wiązek Q obejmującym zakres 30 ÷ 200 km i przy założeniu szerokości wiązki $\theta_0 = 1^\circ$ roz-



Rys. 4. Przekrój pionowy sytuacji, w której wyemitowana fala rozprasza się w kolumnie opadu o średnicy D_d i jest odbierana przez antenę stacji przekąźnikowej P.

- a) antena satelitarna zwrócona ku antenie stacji P;
- b) antena satelitarna odwrócona od stacji P

piętość wiązki anteny P zawiera się w granicach od 600 m do 3,4 km. Można więc stwierdzić, że obszar wspólny przecinających się wiązek ma kształt określony przez charakterystykę promieniowania anteny S , podczas gdy dolny i górny skraj tego obszaru jest ucięty przez charakterystykę anteny P . Wysokość dolnego skraju wiązki anteny P nad powierzchnią Ziemi w odległości R_2 określa znany wzór

$$h_{R_2} = R_2^2/17 \quad (5)$$

Wysokość ta zawiera się w przedziale od $h = 53$ m do $h = 2300$ m w interesującym nas przedziale odległości R_2 .

Wysokość punktu szczytowego obszaru wspólnego, którą oznaczymy literą H , można w przybliżeniu określić, posługując się wzorem wyprowadzonym w publikacji [5]

$$H \approx h_{R_2} + R_2 \theta_0 \cos(\theta_{e0} + \beta) \quad (6)$$

gdzie: $\beta = d/2 \cdot 1/R_s$, zaś d — odległość bezpośrednia między antenami oraz R_s — skuteczny promień Ziemi przy standardowej atmosferze. Ponieważ w rzeczywistości kąt $\theta_{e0} + \beta$ nawet przy $R_2 = 200$ km zaledwie jest równy ok. 1° , więc można przyjąć, że:

$$H \approx h_{R_2} + R_2 \theta_0 \quad (7)$$

zaś wysokość punktu skrzyżowania osi wiązek Q

$$H_Q \approx h_{R_2} + R_2 \theta_0/2 \quad (8)$$

3.2. Charakterystyka opadów

Przyjmijmy, że opad w postaci kolumny o średnicy D_d występuje dokładnie nad miejscem skrzyżowania wiązek tak, że oś pionowa kolumny przechodzi przez punkt Q . Tego rodzaju model odpowiada opadom z chmur o konwekcji pionowej. Opady te mają charakter przelotny. Nas interesują opady przelotne pochodzenia burzowego, gdyż zdolność odbiciowa fal elektromagnetycznych tych opadów jest największa. Zdolność odbiciowa fal zależy od mikrostruktury opadu, którą jest trudno zmierzyć, a ponadto jest zmienna w czasie i w przestrzeni. Dlatego brak jest na ogół tego rodzaju charakterystyk opadów. Nie ma też danych o mikrostrukturze opadów burzowych w Polsce opartych na zadowalająco licznych próbkach. W związku z tym wykorzystamy do obliczeń współczynnik sprzężenia anten charakterystyki opadów burzowych z rejonu Locarno, dla których można określić korelacyjne związki między zdolnością odbiciową z i natężeniem opadu I

$$z = AI^\alpha \quad (9)$$

gdzie $A = 500$, $\alpha = 1,5$ [2] oraz między jednostkowym współczynnikiem tłumienia fali w opadzie Γ w dB/km i natężeniem opadu

$$\Gamma = aI^b \quad (10)$$

gdzie zgodnie z danymi w pracy [6] $a = 2,12 \cdot 10^{-2}$, $b = 1,065$ dla częstotliwości 11 GHz w temperaturze kropeł 0°C .

Przyjmuje się model przestrzennego rozkładu natężenia opadu w postaci kolumny o średnicy D_d i wysokości H sięgającej 1–2 km powyżej izotermy 0°C , w której natężenie opadu jest stałe. Przyjęcie takiej wartości wysokości H jest uzasadnione występowaniem przechłodzonych kropeł wody ponad tą izotermą. Przyjęcie wyższej wartości niż 4–5 km nie ma uzasadnienia, ponieważ suchy śnieg lub lód rozpraszają fale znacznie słabiej niż krople wody albo mokry śnieg.

Średnice kolumn, które będziemy brali pod uwagę, zawierają się w przedziale 1–5 km, zaś natężenia opadu w tych kolumnach nie przekraczają wartości 300 mm/godz, przy czym najwyższe natężenia są skorelowane z największymi kolumnami. Zależność korelacyjną między średnicą kolumny i natężeniem opadu w kolumnie jest podana w dokumencie CCIR [1] oraz w publikacji [5].

Dysponując modelem opadu w kształcie kolumny można wyznaczyć długość trasy fali w kolumnie L posługując się wzorem podanym w pracy [5]. Wzór ten dla małych kątów elewacji anteny P przyjmuje postać

$$L \approx \frac{D_d}{2} \left(\frac{1}{\cos \theta_{ez}} + 1 \right) \quad \text{gdy} \quad \frac{D_d}{2} < R_1 \cos \theta_{ez} \quad (11)$$

Jeśli jednak opad obejmuje antenę S , a więc gdy $D_d/2 \geq R_1 \cos \theta_{ez}$, to

$$L \approx R_1 + \frac{D_d}{2} \quad (12)$$

dla obydwu przypadków ustawienia anteny S , (rys. 4a, 4b).

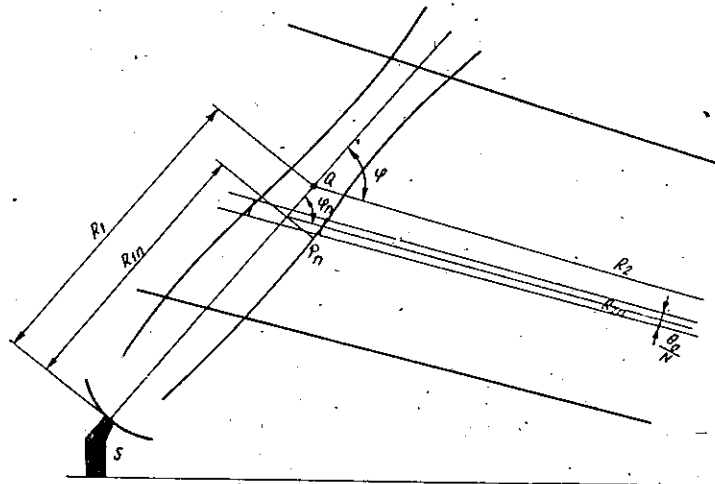
3.3. Współczynnik sprzężenia anten

Podzielmy obszar wspólny charakterystyk promieniowania anten na segmenty wyznaczone przez podział łuku o długości $R_2 \theta_0$ na N równych części (rys. 5) Segment n -ty ($n = 1, 2, \dots, N$) ma objętość

$$v_n \approx \frac{\pi \varrho_n^2}{\sin \varphi_n} \cdot \frac{R_2 \theta_0}{N} \quad (13)$$

jeśli przekrój ma kształt nieznacznie odbiegający od elipsy. Średnice tej elipsy są w przybliżeniu równe $2\varrho_n$ i $2\varrho_n \sin \varphi_n$, gdzie φ_n jest kątem przecięcia osi wiązki anteny S i promienia wodzącego n -tego segmentu, łączącego środek segmentu z anteną P . Wobec bardzo nieznacznych zmian promienia ϱ w zależności od odległości R_1 oraz symetrii względem osi wiązki anteny S odchylenia od elipsy są nieznaczne, nawet dla kąta $\varphi = 30^\circ$ ¹⁾.

¹⁾ W przypadku $\pi/2 > \varphi > 30^\circ$ różnica między $2\varrho \sin \varphi$ i prawdziwą długością osi przekroju jest mniejsza lub równa od 3,5% w odniesieniu do osi elipsy, przy czym jak widać z rys. 3 $d\varrho/dR_1 < < 0,01$.



Rys. 5. Ilustracja metody obliczania mocy P_{0zn} rozproszonej w strefie bliskiej anteny S i odebranej przez antenę P

Moc P_{0zn} odebrana przez antenę P w wyniku rozpraszania fali w n -tym segmencie wypełnionym opadem o jednostkowej powierzchni skutecznej odbicia η_n jest równa

$$P_{0zn} = \frac{2}{3} \left(\frac{P_z G_{Fn}}{4\pi R_{1n}^2} \right) \left(\frac{G_0 \lambda^2}{4\pi} \right) \left(\frac{\eta_n}{4\pi R_{2n}^2} \right) v_n \quad (14)$$

gdzie: G_{Fn} — zysk anteny S w strefie bliskiej w odległości R_{1n} , $G_0 \lambda^2 / 4\pi$ jest powierzchnią skuteczną anteny P . Jeśli uwzględnić, że $4\varrho_n^2 = R_{1n}^2 \cdot \theta_{Fn}^2$ oraz wziąć pod uwagę wzór (3), to otrzymamy

$$\varrho_n^2 = \frac{R_{1n}^2 \theta_z^2 G_z}{4G_{Fn}} \quad (15)$$

Po podstawieniu (13) do (14) i uwzględnieniu (15)

$$P_{0zn} = \frac{P_z G_z G_0 \lambda^2 \theta_0^2}{3 \cdot 2^7 \cdot \pi^2 R_{2n} \sin \varphi_n \cdot N} \eta_n \quad (16)$$

Jeśli wziąć pod uwagę wzór (4), odnoszący się do anteny parabolicznej z centralnym oświetleniem, to otrzymamy proste wyrażenie

$$P_{0zn} = \frac{P_z G_0 \lambda^2 \theta_0 \eta_n}{3 \cdot 2^4 \cdot \pi^2 R_{2n} \sin \varphi_n \cdot N} \quad (17)$$

Całkowita moc odebrana od wszystkich segmentów

$$P_{0z} = \sum_{n=1}^N P_{0zn} = \frac{P_z G_0 \theta_0 \lambda^2}{2^4 \cdot 3 \cdot \pi^2 \cdot N} \sum_{n=1}^N \frac{\eta_n}{R_{2n} \sin \varphi_n} \quad (18)$$

Ponieważ zakłada się, że opad jest jednorodny w obrębie modelowej kolumny opadu, więc możemy przyjąć, że $\eta_n = \eta$, poza tym zachodzi $R_{21} \approx R_{2n} \approx R_2$ oraz $\sin \varphi_1 \approx \sin \varphi_n \approx \sin \varphi$, wobec tego

$$P_{0z} = \frac{P_z G_0 \theta_0 \lambda^2 \eta}{3 \cdot 2^4 \cdot \pi^2 R_2 \sin \varphi} \quad (19)$$

Wiadomo, że

$$\eta = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^2 \cdot z \quad (20)$$

gdzie ε — stała dielektryczna wody, więc

$$P_{0z} = \frac{\pi^3}{3 \cdot 2^4} \cdot \frac{P_z G_0 \theta_0}{R_2 \lambda^2 \sin \varphi} \cdot \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^2 z \quad (21)$$

Jeśli wziąć pod uwagę zależność korelacyjną (9) oraz uwzględnić tłumienie fali w opadzie, które określa współczynnik tłumienia

$$k = 10^{-\Gamma L} \quad (22)$$

to otrzymamy

$$P_{0z} = \frac{\pi^3 \cdot 10^{-18}}{3 \cdot 2^4} \cdot \frac{P_z G_0 \theta_0}{R_2 \lambda^2 \sin \varphi} \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^2 10^{-0,1\Gamma L} A I^{\alpha} \quad (23)$$

gdzie P_z w watach, R_2 w metrach, I w mm/goźdz, Γ w dB/km, L w km, θ_0 w radianach. Wzór ten ma identyczną postać jak wzór uzyskany w pracy [5] dla strefy dalekiej promieniowania. Jak widać ze wzoru (23), moc P_{0z} w opisanym przypadku nie zależy od charakterystyk anteny S w strefie bliskiej ani od odległości R_1 , jeśli wiązki anten przecinają się pod kątem bliskim $\pi/2$ w obydwu konfiguracjach przedstawionych na rys. 4a i 4b.

Wzór (23) można uprościć wykorzystując ponownie zależność (4) w odniesieniu do anteny P . Wtedy:

$$P_{0z} = \frac{\pi^3 10^{-18}}{6} \cdot \frac{P_z}{\lambda^2 R_2 \theta_0 \sin \varphi} \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 2} \right|^2 \cdot 10^{-0,1\Gamma L} A I^{\alpha} \quad (24)$$

Wzór w tej postaci przejrzysto wskazuje, że przy ustalonej częstotliwości moc P_{0z} jest proporcjonalna do mocy nadajnika, zdolności odbiorczej opadu i współczynnika tłumienia fali w opadzie, zaś odwrotnie proporcjonalna do rozpiętości wiązki anteny odbiorczej $R_2 \theta_0$ i do $\sin \varphi$. Współczynnik sprzężenia anten P_{0z}/P_z jest oczywiście niezależny od mocy nadajnika, od parametrów anteny S i odległości R_1 .

4. OBLICZENIA WSPÓLCZYNNIKA SPRĘŻENIA ANTENY

Obliczenia wykonano opierając się na wzorze (24) ważnym zarówno dla strefy bliskiej, jak i dalekiej promieniowania anteny S . Zakłada się, że kolumna opadu ma średnicę $D = 1$ km, co pozwoli porównać otrzymane wyniki z rezultatami obliczeń przeprowadzonych przez Guslera i Hogga [3] dla anteny z kuśsigausowskim oświetleniem reflektora i opadu o modelu typu ($L-P$). W rzeczywistości, przeciętnie, określonej średnicy kolumny opadu odpowiada określone natężenie i to w taki sposób, że większe natężenia są skorelowane z węższymi kolumnami, jak to opisano w [1]. W związku z tym zostanie stworzona możliwość łatwego skorygowania obliczonych wyników, tak, by można było nawiązać do rzeczywistych warunków.

Dla ułatwienia obliczeń przedstawimy współczynnik P_{0z}/P_z w dB, jak niżej

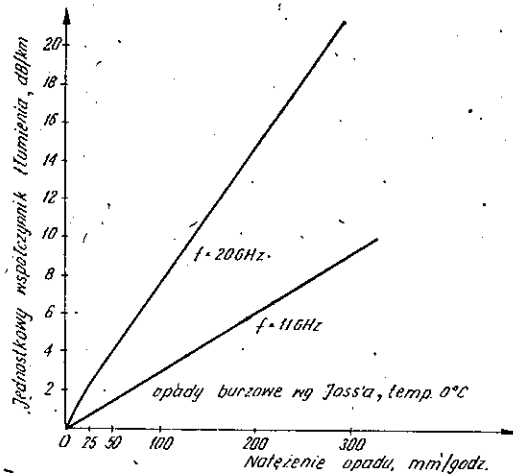
$$\frac{P_{0z}}{P_z} = 10 \log C - 20 \log \lambda - 10 \log R_2 - 10 \log \theta_0 - 10 \log (\sin \varphi) + 10 \log A + \alpha \cdot 10 \log I - \Gamma L \quad (25)$$

gdzie:

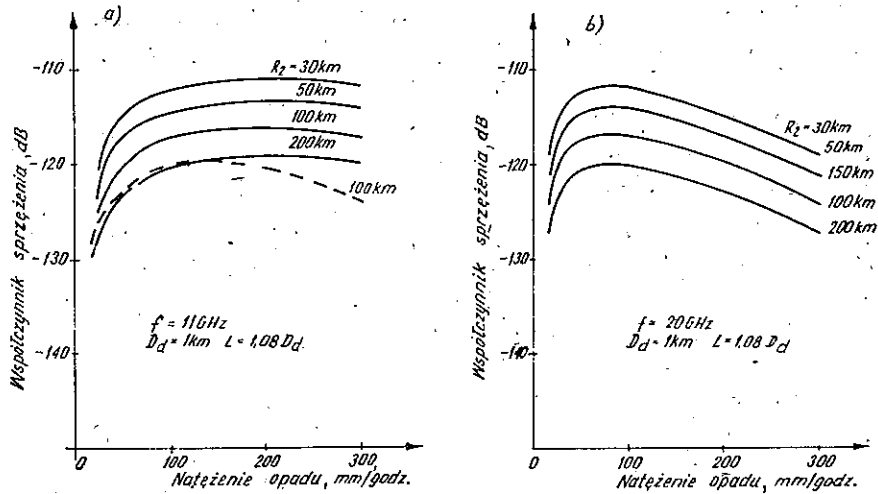
$$C = \frac{\pi^3}{6} 0,9 \cdot 10^{-18} = 4,33 \cdot 10^{-18}$$

zaś $\lambda = 0,027$ m lub $0,015$ m, $\varphi = 30^\circ$, $\alpha = 1,5$, $A = 500$ i $\theta_0 = 1^\circ$.

Zależność współczynnika Γ od natężenia I przy częstotliwości 11 GHz i 20 GHz przedstawia wykres na rys. 6, otrzymany na podstawie danych z pracy [5]. Wykres ten pozwala łatwo określić iloczyn ΓL w dB, odpowiednio do długości trasy fali w opadzie. Wyniki obliczeń dla średnicy kolumny $D_a = 1$ km i dla częstotliwości 11 GHz przedstawia wykres na rys. 7a, zaś dla częstotliwości 20 GHz — wykres na rys. 7b. Przy obliczaniu współczynnika sprężenia na częstotliwości 20 GHz



Rys. 6. Zależność jednostkowego tłumienia fali w opadzie Γ od natężenia opadu I dla częstotliwości 11 GHz i 20 GHz



Rys. 7. Zależność współczynnika sprzężenia anten poprzez opad P_{oz}/P_z od natężenia opadu I przy odległości R_2 jako parametr

a) dla częstotliwości 11 GHz; linią przerywaną oznaczono wykres zaczerpnięty z pracy [3];
b) dla częstotliwości 20 GHz

pozostawiono tę samą szerokość wiązki anteny odbiorczej $\theta_0 = 1^\circ$. Oczywiście, wyniki obliczeń dla wiązki $\theta_0 = 1/2^\circ$ przebiegałyby 3 dB wyżej. W przypadku $D_d = 1 \text{ km}$ droga $L = 1,08 \text{ km}$, gdy antena nadawcza znajduje się poza strefą opadu. Natomiast dla przypadków gdy $D_d \geq R_1/\cos \theta_{ez}$, długość trasy L jest odpowiednio inna.

5. OCENA WYNIKÓW

Przedstawione na rys. 7a i 7b wyniki obliczeń powinny być porównane z wynikami pomiarów przeprowadzonych w warunkach zbliżonych do wyżej opisanych. W trakcie tych pomiarów niezbędne byłoby kontrolowanie parametrów opadu takich jak rozkład natężenia, mikrostruktura i to na całej trasie fali od nadajnika do odbiornika. Tego rodzaju pomiary wymagają wielkiego wysiłku organizacyjnego i finansowego. W związku z tym są dość rzadko przeprowadzane.

Otrzymane z obliczeń wyniki można porównać z wynikami przedstawionymi przez Guslera i Hogga w pracy [3] dla częstotliwości 11 GHz, zakładając, że zysk anteny odbiorczej $G_0 = 43,3 \text{ dB}$, co odpowiada szerokości wiązki $\theta_0 = 1^\circ$, odpowiednio do wzoru (4). Dla ułatwienia porównania, na wykres na rys. 7a przeniesiono wyniki uzyskane przez tych autorów dla odległości $R = 100 \text{ km}$. Widoczne jest, że przebiegają one o kilka dB niżej od wyników uzyskanych w tej pracy. Rozbieżność tę można wyjaśnić w znacznym stopniu biorąc pod uwagę dwie następujące przyczyny:

- a) przyjęty w pracy [3] model mikrostruktury opadu charakteryzuje się zależnością $z = 180 I^{1.6}$, podczas gdy przyjęte w tej pracy opady burzowe charakteryzują się zależnością $z = 500 I^{1.5}$;
- b) współczynnik tłumienia opadów burzowych typu Jossa jest nieco mniejszy od współczynnika tłumienia opadów typu (L-P).

W rzeczywistości można oczekiwać wartości współczynników sprzężenia zbliżonych do obliczonych w tym artykule i także w pracy [3], bowiem w przyrodzie występuje wielka różnorodność mikrostruktury opadów.

Jak można było oczekiwać, sprzężenie między antenami na częstotliwości 20 GHz osiąga maksimum przy wyraźnie niższym natężeniu opadu niż na częstotliwości 11 GHz, przy tym maleje ono szybko wraz ze wzrostem natężenia. Można też zauważyć, że maksimum to jest niższe aniżeli maksimum osiągnięte przy częstotliwości 11 GHz.

Przedstawioną wyżej metoda szacowania sprzężenia anten poprzez deszcz może być praktycznie zastosowana do obliczania zakłóceń w liniach radiowych przy różnych konfiguracjach systemu linii i systemu zakłócającego. Dotychczas autorzy publikacji wobec skomplikowanego obrazu pola w strefie bliskiej ograniczali się do poszukiwania rozwiązań jedynie w strefie dalekiej lub wprowadzali aproksymację charakterystyki anteny za pomocą funkcji o specyficznych własnościach (np. funkcji Gaussa). Z przeprowadzonej w pracy analizy wynika, że współczynnik sprzężenia anten nie zależy od charakterystyki anteny satelitarnej, gdy wiązki przecinają się w kolumnie opadu znajdującej się w strefie bliskiej tej anteny (przy zachowaniu określonych ograniczeń), co w dostępnej literaturze dotychczas nie było wykazane.

WYKAZ LITERATURY

1. CCIR Plenary Ass. Report 563-1, Radiometeorological Data. Kyoto 1978.
2. Goldhirsh J., Robison F. L.: Attenuation and space diversity statistics calculated from radar reflectivity data of rain, IEEE Trans. Antennas Prop., 1975, Vol. 23, nr 2.
3. Gusler L. T., Hogg D. C.: Some calculations on coupling between satellite communications and terrestrial radio-relay systems due to scattering by rain. Bell Syst. tech. J. 1970, Vol. 49, nr 7.
4. Jasik H.: Antenna engineering handbook. Mc Grow Hill Book Co. 1961.
5. Kawecki A., Dera A.: Obliczanie mocy zakłóceń powodowanych rozpraszaniem mikrofal na opadach atmosferycznych. Prace Instytutu Łączności nr 87.
6. Olsen R. L., Rogers D. V., Hodge D. B.: The aR^b relation in the calculation of rain attenuation. IEEE Trans. Antennas Prop. 1978 Vol. 26 nr 2.
7. Saad T. S.: Microwave engineers handbook. Artech House, Dedham, Mass. 1971.

Арнольд Кавецки

ВЫЗЫВАЕМАЯ ДОЖДЕМ СВЕРХГОРИЗОНТНАЯ СВЯЗЬ АНТЕННЫ СПУТНИКОВОЙ СТАНЦИИ С АНТЕННОЙ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ ЛИНИИ

Резюме

Возможности возникновения взаимных помех между системами спутниковой связи и сухопутной радиорелейной линии, вследствие рассеивания волн атмосферными осадками, вызывают необходимость соответственного выбора рабочих частот этих систем, специальной конструкции антенн, обоснованной локализации станций и др. Одновременно необходимым тогда является проведение оценки мощности сигнала рассеиваемого осадками и мощности сигнала принимаемого приемной антенной в случае применения одной и той же рабочей частоты в обеих системах. В статье проведено оценку коэффициента связи между передающей антенной спутника земной станции спутниковой связи и приемной антенной радиорелейной станции в случае, когда к спутнику передается пучок волн с помощью направленной антенны с большим выигрышем (в 60 дБ) под углом 30° а в близости к ней выступают осадки. В расчетах учитывается сложный характер поля в зоне, близко к передающей антенне. Зона эта может иметь протяжение в несколько километров от антенны. Рассмотрено тоже случай, когда антенны находились на расстоянии 30–200 км., а интенсивность осадков достигала значений 25–300 мм/ч. Учтено тоже влияние осадков на затухание волн. Коэффициенты связи рассчитано для частот в диапазонах одиннадцати и двадцати ГГц.

Примененный здесь метод расчета характеризуется простотой и ясностью. Здесь доказано, что если угол пересечения пучков волн не является слишком острым, то формула определяющая коэффициент связи одна и та же, независимо в какой зоне пересекаются эти пучки волн, дальнего или близкого излучения передающей антенны земной станции спутниковой связи.

Arnold Kawecki

TRANSHORIZONTAL COUPLING THROUGH RAINFALL BETWEEN THE ANTENNAS OF SATELLITE AND RADIO LINK SYSTEMS

Summary

The possibility of appearing of mutual interferences between the communication satellite and radio link systems, resulting from the wave dissipation during rainfall necessitates an appropriate choice of the working frequencies of these systems, of special antenna constructions, of the right localization of stations etc.

At the same time it is necessary to evaluate the power of the wave dissipated during the rainfall and received by the receiving antenna, assuming the same working frequency for both systems.

In the paper the coupling coefficient has been evaluated between the sending antenna of a satellite communication system and the receiving antenna of a radio link system in situation when the sending antenna having a high gain (of 60 dB) was directed at the satellite at an angle of 30° and the rainfall occurred in its proximity.

In the calculations the complicated character of the field in the proximity of the sending antenna has been taken into consideration. This zone may extend to several kilometers from the

antenna. Cases have been examined with the distance between antennas reaching 30 to 200 km and the intensity of rainfalls between 25-300 mm/h. The influence of rainfall on the wave attenuation has also been taken into consideration. The coupling coefficients have been calculated for the frequencies 11 MHz and 20 MHz. The applied method of calculation is characterized by its simplicity and clearness.

It has been proved that if the intersection angle between the directions of the antenna bundles is not too sharp, the formula for the coupling coefficient between the antennas remains the same, irrespective of whether the intersection of the frequency bundles occurs in the near or the distant radiation zone of the satellite communication system antenna.

Arnold Kawecki

COUPLAGE TRANSHORIZON ENTRE LES ANTENNES DU SYSTÈME SATELLITE ET CELUI DE FASCEAUX HERTZIENS CAUSÉ PAR LA PLUIE

Résumé

La possibilité de naissance des interférences mutuelles entre les systèmes de communication satellite et terrestres, résultant de la dissipation des ondes dans les précipitations atmosphériques, nécessite un choix convenable de la fréquence de travail de ses systèmes, des constructions spéciales d'antennes, une localisation raisonnable des stations etc.

Il est alors indispensable d'évaluer la puissance diffusée dans les précipitations et celle reçue par l'antenne de réception, en posant la même fréquence de travail pour les deux systèmes.

Dans l'article on a évalué le coefficient de couplage entre l'antenne émettrice du système satellite et l'antenne de réception de la station de relais, quand l'antenne émettrice, ayant un gain élevé (de 60 DB), est visée sur le satellite sous un angle de 30° et les précipitations se manifestent dans sa proximité.

Dans les calculs est pris en considération le caractère compliqué du champs autour de l'antenne émettrice. Cette zone peut avoir une étendue de quelques kilomètres. Aussi a-t-on pris en considération les cas dans lesquels les antennes se trouvent à distance de 30-200 km et les précipitations prennent la valeur de 25-300 mm/h ainsi que l'influence des précipitations sur l'affaiblissement des ondes. Les coefficients de couplage sont calculés pour les fréquences de 11 MHz et 20 MHz.

La méthode de calcul utilisé est simple et claire. On a démontré que dans le cas où l'angle entre les faisceaux émis par les antennes n'est pas trop aigu la formule pour le coefficient du couplage entre les antennes reste la même, indépendamment de la région de radiation dans laquelle l'intersection des faisceaux a-t-elle lieu, proche ou éloignée de l'antenne satellite.

Arnold Kawecki

ÜBERHORIZONTALE KOPPLUNG MITTELS REGEN DER SATELLITENSTATIONANTENNEN MIT RICHTFUNKANTENNE

Zusammenfassung

Die Möglichkeit der gegenseitigen Störungen zwischen den Satelliten- und Erdfunkssystemen infolge Wellenstreuung durch die Niederchläge zwingen zur entsprechenden Wahl der Arbeitsfrequenz dieser Systeme, zu spezieller Antennenkonstruktion, zu entsprechender Stationslokali-

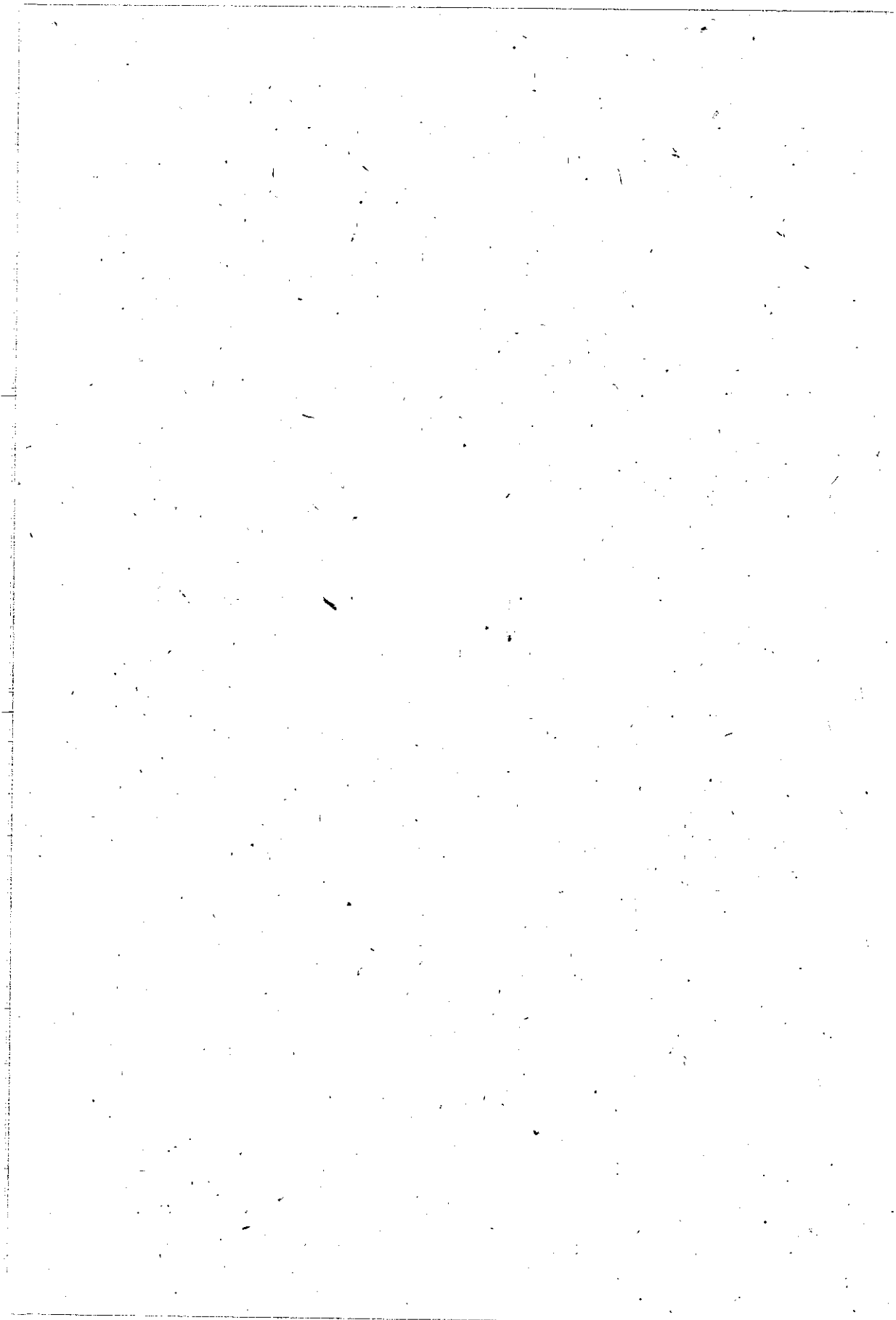
sierung usw. Notwendig ist dabei die Einschätzung der auf dem Niederschlag gestreuten und durch Antenne empfangenen Wellenleistung bei Annahme derselber Arbeitsfrequenz der beiden Systeme.

In dem Artikel wurde der Kopplungskoeffizient zwischen Satellitensendeantenne und Richtfunkempfangsantenne geschätzt, wenn die Sendeantenne mit hohem Gewinn (60 dB) auf den Satelliten unter einem Winkel von 30° gerichtet würde und der Niederschlag sich in ihrer Nähe befindet. Bei den Berechnungen wurde komplizierter Feldcharakter in der Nahzone der Sendeantenne berücksichtigt. Diese Zone erstreckt sich bis einige Kilometer von der Antenne. Es wurden die Situationen untersucht, wenn die Antennen 30–200 km von sichts entfernt sind und die Niederschlagsdichten die Werte von 25 bis 300 mm/h haben.

Es wurde der Einfluß der Wellendämpfung im Niederschlag berücksichtigt. Die Kopplungskoeffizienten wurden für die Frequenzen 11 und 20 GHz berechnet.

Die verwendete Berechnungsmethode charakterisiert sich durch die Einfachheit und Übersichtlichkeit.

Es wurde gezeigt, daß beim nicht zu scharfen Schnittwinkel zwischen den Antennenstrahlungs-bündeln die Formel für den Kopplungskoeffizienten dieselbe ist, unabhängig davon, ob die Strahlungs-bündeln sich in der Nah- oder Fernstrahlungszone der Satellitenantenne durchschneiden.



WŁASNOŚCI MODULATORA AKTYWNEGO DLA MAŁYCH POZIOMÓW WEJŚCIOWYCH FALI NOŚNEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 11.IV.1980 r.

W pracy przedstawiono wyniki rozważań teoretycznych dotyczących własności aktywnego modulatora scalonego z elementem TAB 101 (względnie SFC 2001) w obszarze aktywnej pracy tranzystorów będących elementami składowymi modulatora. Obliczenia oparto na modelu zastępczym tranzystora Giacoletto-Johnsona. Obliczono wszystkie ważniejsze produkty modulacji modulatora scalonego w funkcji poziomów fali nośnej i modulującej, parametrów charakteryzujących pracę tranzystora w obszarze aktywnym oraz elementów zewnętrznych modulatora i ich tolerancji. Obliczenia dobrze zgadzają się z wynikami doświadczalnymi i można je wykorzystać podczas konstruowania tych modulatorów. W badanym zakresie pracy aktywnej modulatora poziomy sygnałów wstęp bocznych $\Omega \pm \omega$ zależą liniowo od poziomu wejściowego fali nośnej i dlatego w modulatorze tym powinno się stosować stabilizację poziomu fali nośnej.

1. WPROWADZENIE

Modulatory aktywne wykonane w postaci monolitycznych układów scalonych są układami bardzo przydatnymi do teletransmisyjnych urządzeń przemiany grup pierwotnych oraz grup wtórnych [4, 5, 12, 16, 17].

W niniejszej pracy zostanie przedstawiona teoria scalonego modulatora kołowego, pracującego w obszarze pracy aktywnej tranzystora z małymi wejściowymi poziomami fali nośnej.

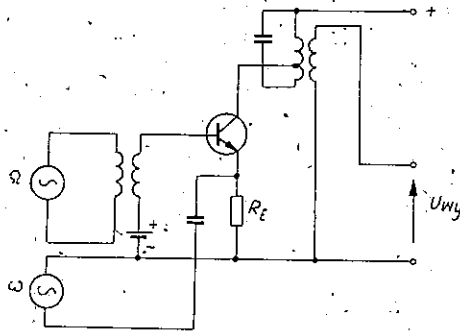
Zazwyczaj teoria modulatora aktywnego opiera się na wykorzystaniu nieliniowości charakterystyk tranzystora przy pracy z dużymi wejściowymi poziomami fali nośnej [1, 2, 3, 11, 12, 16, 17].

W tym artykule punktem wyjściowym rozważań będzie schemat zastępczy tranzystora Giacoletto-Johnsona [6, 7, 14, 15] oraz pewne wyniki osiągnięte w pracy M. V. Joshi [8, 9]. M. V. Joshi rozpatruje modulator jednotranzystorowy i oblicza jedynie amplitudy wstęp bocznych i fali nośnej na wyjściu modulatora, nie uwzględniając wyższych produktów modulacji. W niniejszej pracy oblicza się wszystkie ważne produkty modulacji wyższego rzędu dla modulatora jednotranzystorowego oraz modulatora aktywnego kołowego. Wyniki teorii dobrze zgadzają się z wynikami pomiarów, które przeprowadzono dla modulatorów opartych na elementach scalonych TAB 101 (SFC 2001).

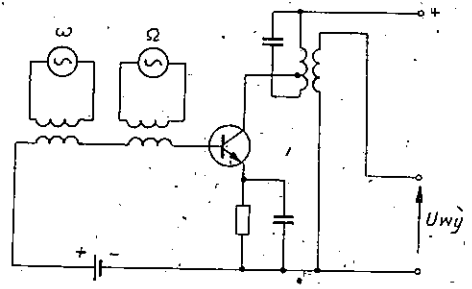
2. WŁASNOŚCI MODULATORA AKTYWNEGO ZBUDOWANEGO NA POJEDYNCZYM TRANZYSTORZE

Rozpatrzmy dwa podstawowe układy tranzystorowych modulatorów amplitudy. Pierwszy z nich przedstawia tzw. modulację „emiterową” (rys. 1), drugi z nich stanowi tzw. modulację w „bazie” (rys. 2).

Rozpatrzmy najpierw „emiterowy” układ modulacji amplitudy. Zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 1 przyjmujemy, że pulsacja nośna Ω pochodzi ze źródła napięciowego o małej impedancji np. z wtórnika emiterowego. Wówczas napięcie nośne podawane na dużą impedancję wejściową tranzystora będzie można uważać za dobre przybliżenie idealnego źródła napięciowego [7, 9, 14, 15].



Rys. 1. Modulacja „emiterowa”



Rys. 2. Modulacja w „bazie” tranzystora

Jeżeli natomiast sygnał modulujący ω , podawany na rezystancję znajdującą się w obwodzie emitera, będzie pochodził z wysokoomowego źródła sygnału, to do złącza emiter-baza wpływać będzie prąd modulujący z prawie idealnego źródła prądowego [7, 9, 14, 15]. Proces modulacji zachodzi wówczas na złączu emiter-baza. Zgodnie z powyższym wejściowe napięcie o częstotliwości nośnej F na bazie wynosi [9]:

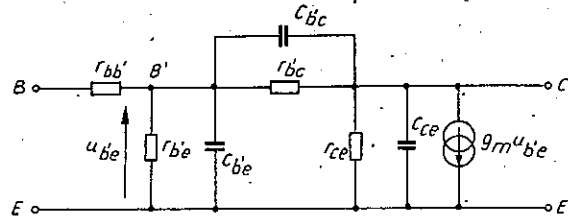
$$u_n = U_n \sin(2\pi Ft - \Phi), \quad (1)$$

gdzie: u_n oznacza wartość chwilową, a U_n — amplitudę napięcia wejściowego o częstotliwości $F = \frac{\Omega}{2\pi}$. Natomiast Φ oznacza przesunięcie fazowe pomiędzy wejściowym napięciem przyłożonym na bazę a prądem emitera, płynącym przez rezystancję R_E znajdującą się w obwodzie emitera. Kąt Φ wyraża się wzorem:

$$\Phi = \arctg \Omega C_{b'e} r_{b'e} - \arctg \frac{\Omega C_{b'e} r_{b'e} r_{bb'}}{r_{bb'} + r_{b'e}}, \quad (2)$$

gdzie: $C_{b'e}$, $r_{b'e}$, $r_{bb'}$ są wielkościami występującymi w schemacie zastępczym tranzystora dla małych sygnałów [6, 7, 9, 14, 15] przedstawionym na rysunku 3.

Rys. 3. Schemat zastępczy tranzystora w układzie WE dla małych sygnałów



Natomiast prąd modulujący wpływający do emitera przedstawimy następująco:

$$i_m = I_m \sin \omega t. \quad (3)$$

Na podstawie schematu zastępczego z rysunku 3 obliczamy amplitudę I_n prądu emiterowego, płynącego przez rezystancję R_E znajdującą się w emiterze [9], wywołaną przyłożeniem napięcia u_n do bazy:

$$I_n = \frac{U_n (g_{b'e}^2 + \Omega^2 C_{b'e}^2)}{[\{r_{bb'}(g_{b'e}^2 + \Omega^2 C_{b'e}^2) + g_{b'e}\}^2 + \Omega^2 C_{b'e}^2]^{1/2} (1 - \alpha_0)} \quad (4)$$

gdzie α_0 oznacza zwarciový współczynnik wzmocnienia prądowego dla małych częstotliwości.

Dla małych częstotliwości nośnych, kiedy można zaniedbać pojemność $C_{b'e}$ w porównaniu z $g_{b'e}$, mamy:

$$I_n' = \frac{U_n}{(1 - \alpha_0)(r_{bb'} + r_{b'e})} \quad (5)$$

Całkowity prąd emiterowy i_E składa się z prądu $I_n \sin \Omega t$, ze stałego prądu polaryzacji emitera I_d oraz z prądu i_m wytworzonego przez sygnał modulujący. Zatem dla dużych częstotliwości nośnych będzie:

$$i_E = I_d + I_n \sin \Omega t + I_m \sin \omega t, \quad (6)$$

oraz dla małych częstotliwości nośnych:

$$i_E = I_d + I_n' \sin \Omega t + I_m \sin \omega t. \quad (7)$$

Na podstawie rysunku 3 dla małych częstotliwości nośnych mamy:

$$u_{b'e} = \frac{u_n r_{b'e}}{r_{b'b} + r_{b'e}}, \quad (8)$$

oraz dla dużych nośnych [8, 9]:

$$u_{b'e} \approx \frac{u_n}{\{(1 + r_{bb'} g_{b'e})^2 + (r_{bb'} \Omega C_{b'e})^2\}^{1/2}} \quad (9)$$

W dalszym ciągu będziemy rozpatrywać przypadek małych częstotliwości nośnych. Wówczas prąd kolektora i_0 na wyjściu modulatora będzie następujący [8, 14, 15]:

$$i_0 = g_m u_{b'e} = \frac{g_m u_n r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} \quad (10)$$

Z drugiej strony, z równań opisujących fizyczne własności tranzystora mamy [6, 7, 9, 14, 15]:

$$r_{b'e} = \frac{kT}{q(1-\alpha_0)i_E}, \quad (11)$$

$$g_m = \frac{\alpha_0 q i_E}{kT},$$

gdzie: k – stała Boltzmianna,

T – temperatura w skali Kelvina,

q – ładunek elektronu,

i_E – prąd emitera przepływający przez złącze emiter-baza tranzystora.

Wykorzystując wzór (10) oraz zależność (11) otrzymamy:

$$i_0 = \frac{q\alpha_0 U_n \sin \Omega t (I_d + I_n \sin \Omega t + I_m \sin \omega t)}{kT \left\{ 1 + \frac{q r_{bb'}}{kT} (1-\alpha_0) [I_d + I_n \sin \Omega t + I_m \sin \omega t] \right\}} \quad (12)$$

Wprowadźmy oznaczenie $k_1' = \frac{q r_{bb'} (1-\alpha_0)}{kT}$

Wielkość ta ma wymiar $(\text{mA})^{-1}$. Jeżeli przeprowadzimy szacowanie k_1' , to stwierdzimy, że dla produkowanych obecnie tranzystorów iloczyn $k_1' i_E$ będzie mniejszy od jedności. Na przykład dla $i_E = 2,6 \text{ mA}$, $T = 300 \text{ K}$, $r_{bb'} = 100 \Omega$, $1-\alpha_0 = 0,01$, otrzymamy, że $k_1' i_E = 0,1$. Fakt ten zezwala na wykorzystanie następującej przybliżonej zależności, wynikającej z rozwinięcia w szereg Taylora następującego wyrażenia:

$$\frac{1}{1 + k_1'(I_d + I_n \sin \Omega t + I_m \sin \omega t)} \approx 1 - k_1'(I_d + I_n \sin \Omega t + I_m \sin \omega t) + k_1'^2(I_d + I_n \sin \Omega t + I_m \sin \omega t)^2 - k_1'^3(I_d + I_n \sin \Omega t + I_m \sin \omega t)^3 + \dots$$

Zgodnie z powyższym mamy [9]:

$$i_0 = \left\{ \frac{q \alpha_0 U_n \sin \Omega t (I_d + I_n \sin \Omega t + I_m \sin \omega t)}{kT} \right\} * \quad (13)$$

$$* [1 - k_1'(I_d + I_n \sin \Omega t + I_m \sin \omega t) + k_1'^2(I_d + I_n \sin \Omega t + I_m \sin \omega t)^2 - k_1'^3(I_d + I_n \sin \Omega t + I_m \sin \omega t)^3 + \dots (-1)^{n-1} (I_d + I_n \sin \Omega t + I_m \sin \omega t)^{n-1}].$$

Jeżeli wykorzystamy oznaczenie:

$$i_E = I_d + I_n \sin \Omega t + I_m \sin \omega t,$$

to otrzymamy:

$$i_0 = \left\{ \frac{q \alpha_0}{kT} U_n \sin \Omega t \right\} i_E [1 - k_1' i_E + k_1'^2 i_E^2 - k_1'^3 i_E^3 + \dots]. \quad (14)$$

Na podstawie wzoru (14) możemy obliczyć interesujące nas wyższe produkty modulacji. Z własności modulatorów kołowych wynika [2, 3, 4, 5, 11, 16, 17], że

najważniejszymi zniekształceniami wstęgi użytecznej są produkty modulacji drugiego i trzeciego rzędu.

Ograniczmy się więc do uwzględnienia trzech pierwszych wyrazów we wzorze (14). Wówczas i_0 wyrazi się następującym wzorem:

$$i_0 = \frac{q \alpha_0 U_n}{kT} [i_E \sin \Omega t - k'_1 i_E^2 \sin \Omega t + k_1'^2 i_E^3 \sin \Omega t]. \quad (15)$$

W wyniku podstawień otrzymamy wzory bardzo długie [13], które można nieco uprościć, jeżeli wykorzystamy następujące prawidłowości występujące w modulatorze aktywnym tranzystorowym dla małych sygnałów wejściowych fali nośnej:

$$I_d \gg I_m,$$

$$I_d \gg I_n,$$

oraz

$$k'_1 I_d \gg k_1'^2 I_d^2 \gg k_1'^3 I_d^3.$$

Wówczas otrzymamy [13]:

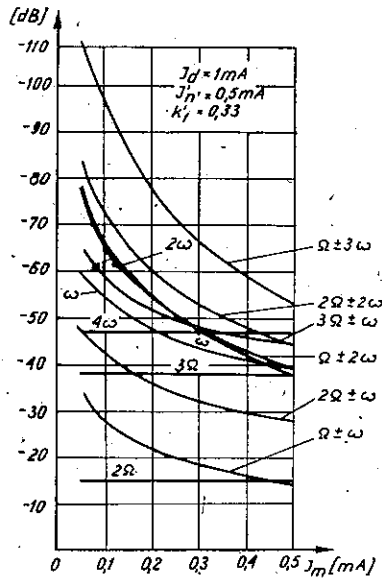
$$\begin{aligned} i_0 = & \frac{q \alpha_0 U_n}{kT} \left\{ I_n' (1 - 2k'_1 I_d) + I_d (1 - k'_1 I_d) \sin \Omega t + \frac{I_m}{2} (1 - 2k'_1 I_d) \sin [(\Omega - \omega)t + 90^\circ + \varphi] + \right. \\ & - \frac{I_m}{2} (1 - 2k'_1 I_d) \sin [(\Omega + \omega)t + 90^\circ + \varphi] + \frac{1}{4} k'_1 I_m^2 (1 - 3k'_1 I_d) \sin [\Omega - 2\omega] t + \\ & + \frac{1}{4} k'_1 I_m^2 (1 - 3k'_1 I_d) \sin [\Omega + 2\omega] t + \frac{1}{8} k_1'^2 I_m^3 \cos [\Omega - 3\omega] t + \frac{1}{8} k_1'^2 I_m^3 \cos [\Omega + 3\omega] t + \\ & + \frac{I_n}{2} (1 - 2k'_1 I_d) \sin [2\Omega t + 90^\circ + \varphi'] - \frac{k'_1}{2} I_m I_n' (1 - k'_1 I_d) \sin [2\Omega - \omega] t + \\ & + \frac{k'_1}{2} I_m I_n' (1 - k'_1 I_d) \sin [2\Omega + \omega] t - \frac{3}{8} k_1'^2 I_n' I_m^2 \cos [2\Omega - 2\omega] t + \\ & + \frac{3}{8} k_1'^2 I_n' I_m^2 \cos [2\Omega + 2\omega] t + \frac{k'_1 I_n}{4} (1 - 3k'_1 I_d) \sin 3\Omega t - \frac{3}{8} k_1'^2 I_n^2 I_m \cos [3\Omega - \omega] t + \\ & + \frac{3}{8} k_1'^2 I_n^2 I_m \cos [3\Omega + \omega] t + \frac{1}{8} k_1'^2 I_n^2 \cos 4\Omega t - k'_1 I_m I_n' (1 - 3k'_1 I_d) \sin \omega t + \\ & \left. - \frac{3}{4} k_1'^2 I_n' I_m^2 \cos 2\omega t \right\}. \quad (16) \end{aligned}$$

gdzie:

$$\begin{aligned} \operatorname{ctg} \varphi & \approx \frac{1 - 2k'_1 I_d}{k_1'^2 I_n' I_d} \\ \operatorname{ctg} \varphi' & \approx \frac{2I_n' (1 - 2k'_1 I_d)}{k_1'^2 I_m^2 I_d} \quad (17) \end{aligned}$$

Ze wzoru (16) wynika, że w zwykłym modulatorze jednorozystorowym występują nieużyteczne produkty modułacji, posiadające stosunkowo duże poziomy w stosunku do wstęp bocznych [13].

Względne poziomy produktów modułacji odniesione do poziomu fali nośnej na wyjściu modulatora „emiterowego” przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Względne poziomy produktów modułacji odniesione do poziomu fali nośnej na wyjściu modulatora „emiterowego”

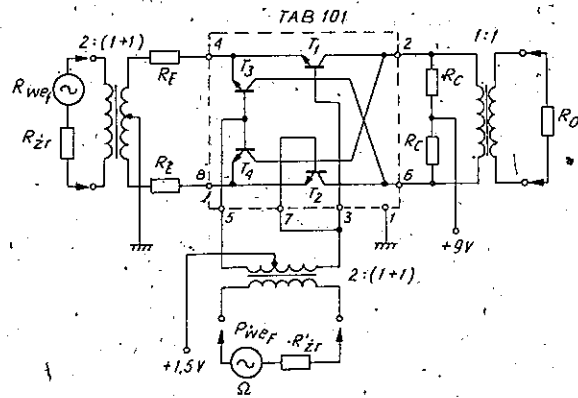
Zmniejszenie poziomów wyżej wymienionych produktów jest możliwe jedynie w modulatorze zrównoważonym lub kołowym.

3. WŁASNOŚCI TRANZYSTOROWEGO MODULATORA KOŁOWEGO

Do budowy tranzystorowego modulatora kołowego można użyć oddzielnych tranzystorów odpowiednio dobranych pod względem równości ich charakterystyk i parametrów. Dobieranie takich równych czwórek tranzystorowych jest bardzo żmudne i trudno w praktyce uzyskać całkowitą identyczność tranzystorów.

Do dalszych rozważań wykorzystano modulator zbudowany na scalonym elemencie TAB 101 produkcji firmy Mullard [10].

TAB 101 jest monolitycznym układem scalonym, zawierającym cztery tranzystory. Układ ten, wykonany z jednego kryształu, cechuje się tym, że charakterystyki tranzystorów są niemal identyczne i zmieniają się tak samo z temperaturą. Z tego powodu w modulatorze zbudowanym z użyciem TAB 101 uzyskuje się większe tłumienie fali nośnej i innych szkodliwych produktów modułacji aniżeli



Rys. 5. Schemat modulatora kołowego tranzystorowego zbudowanego z użyciem układu scalonego TAB 101

w innych modulatorach. Oprócz tego użycie w modulatorze tranzystorów zamiast diod półprzewodnikowych powoduje uzyskanie lepszej separacji pomiędzy wejściem i wyjściem modulatora. Schemat modulatora zbudowanego z użyciem TAB 101 przedstawiono na rysunku 5.

W celu obliczenia produktów modulacji modulatora kołowego przedstawionego na rysunku 5 posłużymy się wzorem (16), za pomocą którego można obliczyć prądy kolektorowe tranzystorów $T1$, $T2$, $T3$ oraz $T4$.

Założmy, że transformatory symetryzujące zarówno dla częstotliwości modulującej jak i nośnej są transformatorami idealnymi. Jeżeli również identyczne będą oporniki R_E , to można z bardzo dobrym przybliżeniem założyć, że $I_{m1} = I_{m2} = I_{m3} = I_{m4} = I_m$. Podobną zależność uzyskuje się dla amplitud częstotliwości nośnych:

$$U_{n1} = U_{n2} = U_{n3} = U_{n4} = U_n$$

Zakładamy natomiast, że występują różnice prądów polaryzujących tranzystory $T1$, $T2$, $T3$, $T4$ oraz różne współczynniki k'_i , czyli k'_1 , k'_2 , k'_3 i k'_4 . Na podstawie rysunku 5 możemy przyjąć, że kierunki prądów i napięć polaryzujących, modulujących i nośnych wchodzących na poszczególne tranzystory są następujące:

$$\begin{aligned} T1: & -I_n, -U_n, +I_m, I_{d1} \\ T2: & -I_n, -U_n, -I_m, I_{d2} \\ T3: & +I_n, +U_n, +I_m, I_{d3} \\ T4: & +I_n, +U_n, -I_m, I_{d4} \end{aligned} \quad (18)$$

Z powodu różnic wartości prądów polaryzujących oraz współczynników k'_1 , k'_2 , k'_3 , k'_4 różne będą również wartości kątów φ_1 , φ_2 , φ_3 , φ_4 , φ'_1 , φ'_2 , φ'_3 i φ'_4 .

Aby obliczyć napięcie panujące na uzwojeniu pierwotnym transformatora sumującego, na wyjściu modulatora kołowego, należy znaleźć różnicę napięć pomiędzy punktami 2 i 6 z rysunku 5.

Przyjmijmy najpierw, że oporniki R_C tam występujące nie są identyczne tzn. że przy punkcie 2 znajduje się R_{C1} , natomiast przy punkcie 6 mamy R_{C2} . Zgodnie z tym będzie:

$$u_2 = R_{C1}(i_{OT4} + i_{OT1}), \quad (19)$$

$$u_6 = R_{C2}(i_{OT3} + i_{OT2}) \quad (20)$$

gdzie: i_{OT1} , i_{OT2} , i_{OT3} oraz i_{OT4} oznaczają prądy kolektorowe tranzystorów $T1$, $T2$, $T3$ i $T4$ [13].

Zatem napięcie na uzwojeniu pierwotnym transformatora wyjściowego będzie

$$u_{wy} = R_{C1}(i_{OT1} + i_{OT4}) - R_{C2}(i_{OT2} + i_{OT3}). \quad (21)$$

Z powyższego równania wynika, że rezystory R_{C1} i R_{C2} powinny być idealnie równe. W przeciwnym wypadku wpływać będą na wielkość produktów nieużytecznych w widmie modulatora kołowego [13].

Po wykorzystaniu wyprowadzonych w niniejszej pracy zależności, otrzymamy następującą postać widma amplitudowego na wyjściu tranzystorowego modulatora kołowego [13]:

$$\begin{aligned} u_{wy} \approx \frac{q\alpha_0 U_n}{kT} & \left\{ (R_{C1} - R_{C2}) I_n (1 - 2k'_1 I_d) + (1 - k'_1 I_d) [R_{C1}(I_{d4} - I_{d1}) - R_{C2}(I_{d3} - I_{d2})] \times \right. \\ & \times \sin \Omega t - \frac{I_m}{2} (1 - 2k'_1 I_d) [R_{C1} \{ \sin [(\Omega - \omega)t + 90^\circ + \varphi_1] + \sin [(\Omega - \omega)t + 90^\circ + \varphi_4] \} + \\ & + R_{C2} \{ \sin [(\Omega - \omega)t + 90^\circ + \varphi_2] + \sin [(\Omega - \omega)t + 90^\circ + \varphi_3] \}] + \\ & + \frac{I_m}{2} (1 - 2k'_1 I_d) [R_{C1} \{ \sin [(\Omega + \omega)t + 90^\circ + \varphi_1] + \sin [(\Omega + \omega)t + 90^\circ + \varphi_4] \} + \\ & + R_{C2} \{ \sin [(\Omega + \omega)t + 90^\circ + \varphi_2] + \sin [(\Omega + \omega)t + 90^\circ + \varphi_3] \}] + \\ & + \frac{I_m^2}{4} (1 - 3k'_1 I_d) [R_{C1}(k'_4 - k'_1) - R_{C2}(k'_3 - k'_2)] \sin (\Omega - 2\omega) t + \\ & + \frac{I_m^2}{4} (1 - 3k'_1 I_d) [R_{C1}(k'_4 - k'_1) - R_{C2}(k'_3 - k'_2)] \sin (\Omega + 2\omega) t + \\ & + \frac{I_m^3}{8} [R_{C1}(k_1'^2 + k_4'^2) + R_{C2}(k_2'^2 + k_3'^2)] \cos (\Omega - 3\omega) t + \\ & - \frac{I_m^3}{8} [R_{C1}(k_1'^2 + k_4'^2) + R_{C2}(k_2'^2 + k_3'^2)] \cos (\Omega + 3\omega) t + \\ & + \frac{I_n}{2} (1 - 2k'_1 I_d) [R_{C1} \{ \sin (2\Omega t + 90^\circ + \varphi_1) + \sin (2\Omega t + 90^\circ + \varphi_4) \} + \\ & - R_{C2} \{ \sin (2\Omega t + 90^\circ + \varphi_2) + \sin (2\Omega t + 90^\circ + \varphi_3) \}] + \\ & + \frac{I_m I_n}{2} (1 - k'_1 I_d) [R_{C1}(k'_4 - k'_1) - R_{C2}(k'_3 - k'_2)] \sin (2\Omega - \omega) t + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{I_m I_n'}{2} (1 - k_1' I_{d_1}) [R_{C_1}(k_4' - k_1') - R_{C_2}(k_2' - k_3')] \sin(2\Omega + \omega)t + \\
& - \frac{3}{8} I_n I_m^2 [R_{C_1}(k_1'^2 + k_4'^2) - R_{C_2}(k_3'^2 + k_2'^2)] \cos(2\Omega - 2\omega)t + \\
& + \frac{3}{8} I_n I_m^2 [R_{C_1}(k_1'^2 + k_4'^2) - R_{C_2}(k_3'^2 + k_2'^2)] \cos(2\Omega + 2\omega)t + \\
& + \frac{I_n^2}{4} (1 - 3k_1' I_{d_1}) [R_{C_1}(k_4' - k_1') - R_{C_2}(k_3' - k_2')] \sin 3\Omega t + \\
& + \frac{3}{8} I_n^2 I_m [R_{C_1}(k_4'^2 - k_1'^2) - R_{C_2}(k_2'^2 - k_3'^2)] \cos(3\Omega - \omega)t + \\
& + \frac{3}{8} I_n^2 I_m [R_{C_1}(k_4'^2 - k_1'^2) - R_{C_2}(k_2'^2 - k_3'^2)] \cos(3\Omega + \omega)t + \\
& + I_m I_n' (1 - 3k_1' I_{d_1}) [R_{C_1}(k_4' - k_1') - R_{C_2}(k_2' - k_3')] \sin \omega t + \\
& - \frac{3}{4} I_n I_m^2 [R_{C_1}(k_1'^2 + k_4'^2) - R_{C_2}(k_2'^2 + k_3'^2)] \cos 2\omega t + \\
& + \frac{I_n^3}{8} [R_{C_1}(k_1'^2 + k_4'^2) - R_{C_2}(k_2'^2 + k_3'^2)] \cos 4\Omega t \Big\} \quad (22)
\end{aligned}$$

Przy wprowadzeniu powyższego wzoru przyjęto, że:

$$k_1' I_{d_1} \approx k_2' I_{d_2} \approx k_3' I_{d_3} \approx k_4' I_{d_4}$$

Ze wzoru (22) wynika, że decydujący wpływ na wielkość pasożytniczych składników modulacji mają odchyłki $\Delta k_1'$ oraz ΔR_{C_1} , a w przypadku pulsacji nośnej Ω również ΔI_{d_1} . Bardzo korzystne dla optymalizacji modulatora w czasie jego montażu są: pomiar składowej 2Ω i ewentualna jej minimalizacja za pomocą dostrojenia oporników R_{C_1} i R_{C_2} . Wynika to ze wzoru (22), gdyż wielkość składowej 2Ω zależy przede wszystkim od różnicy ΔR_{C_1} .

W granicznym idealnym wypadku we wzorze (22) pozostaną jedynie dwie wstęgi boczne ($\Omega \pm \omega$) oraz pulsacja ($\Omega \pm 3\omega$), której poziom silnie zależy od k_1' , czyli od punktu pracy tranzystorów użytych w modulatorze.

W układzie rzeczywistym należy się liczyć z występowaniem odchyłek wywołanych istnieniem asymetrii elementów modulatora. Przede wszystkim istnieją odchyłki wartości współczynników k_1' , k_2' , k_3' , k_4' dla tranzystorów tworzących modulator kołowy scalony, ponieważ nie jest możliwe wytworzenie czterech całkowicie jednakowych tranzystorów nawet w technice mikroelektronicznej. Mogą również wystąpić różnice pomiędzy prądami stałymi, polaryzującymi emiter: $I_{d_1} \neq I_{d_2} \neq I_{d_3} \neq I_{d_4}$. Prócz tego przyczyną asymetrii mogą być elementy zewnętrzne modulatora, na przykład oporniki emiterowe R_E czy też kolektorowe R_{C_1} i R_{C_2} oraz niesymetrie transformatorów T_1 , T_2 i T_3 . Z tego powodu analiza numeryczna wyników uzyskanych na podstawie wzoru (22) powinna uwzględniać obecność wyżej wymienionych odchyłek.

Przy szacowaniu numerycznym produktów modulacji należy uwzględnić fakt, że zależą one bardzo od wielkości parametru k'_1 oraz od prądu I_d .

Zgodnie ze znanymi zależnościami [6, 7, 14, 15] mamy, że:

$$k'_1 = \frac{q r_{bb'} (1 - \alpha_0)}{kT} \approx \frac{r_{bb'}}{U_T h_{21e}}, \quad (23)$$

gdzie U_T jest potencjałem elektrokinetycznym, zaś h_{21e} małosygnałowym współczynnikiem wzmocnienia prądowego w układzie WE.

Ponadto zachodzi, że:

$$r_{b'e} \approx \frac{U_T h_{21e}}{I_d}, \quad (24)$$

$$r_{bb'} = h_{11e} - r_{b'e} \quad (25)$$

Dla typowych tranzystorów krzemowych k'_1 , $r_{bb'}$ oraz h_{21e} zależą od I_d w sposób przedstawiony na rysunku 6.

Zgodnie z rysunkiem 6 do dalszych obliczeń przyjmujemy, że

$$I_d = 0,2 \text{ mA},$$

$$k'_1 = 0,1 \text{ (mA)}^{-1},$$

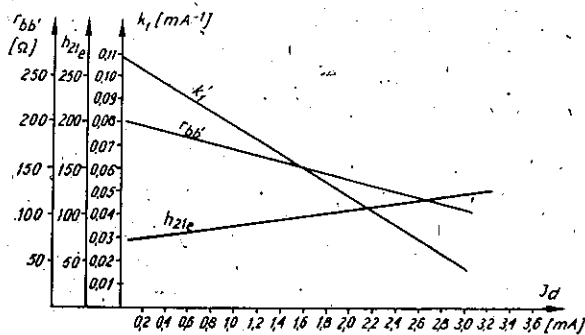
$$h_{21e} = 75,$$

$$U_n = 10 \text{ mV}.$$

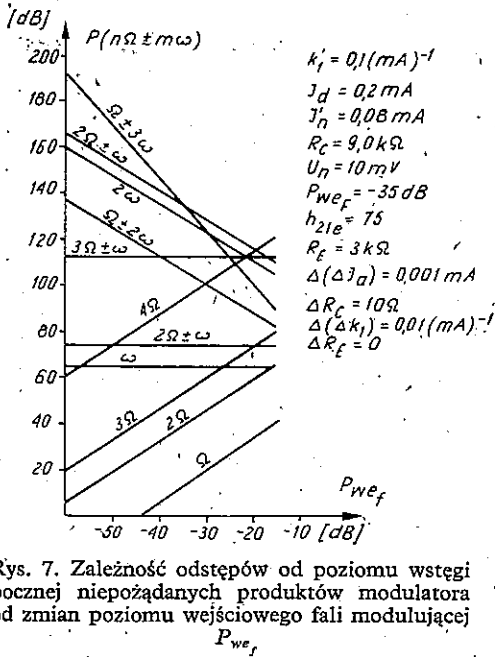
Wartość prądu I'_n zgodnie ze wzorem (5) oraz zależnościami (23), (24), (25) obliczymy następująco:

$$I'_n \approx \frac{U_n}{k'_1 U_T \left(1 + \frac{1}{k'_1 I_d}\right)} \quad (26)$$

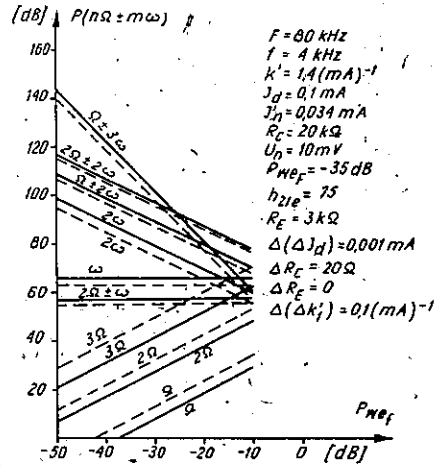
Na przykład dla $U_n = 10 \text{ mV}$, $k'_1 = 0,1 \text{ (mA)}^{-1}$, $I_d = 0,2 \text{ mA}$, $U_T = 26 \text{ mV}$ otrzymamy, że $I'_n = 0,08 \text{ mA}$.



Rys. 6. Zmiana parametrów modulatora aktywnego $r_{bb'}$, h_{21e} oraz k'_1 w zależności od zmiany prądu kolektora I_d , polaryzującego tranzystor



Rys. 7. Zależność odstępów od poziomu wstęgi bocznej niepożądanych produktów modulatora od zmian poziomu wejściowego fali modulującej



Rys. 8. Porównanie wyników teoretycznych z pomiarami doświadczalnymi modulatora. Linia przerywaną zaznaczono wyniki pomiarów, linią ciągną wyniki teoretyczne

Aby uzyskać rozsądne wartości produktów modulacji, przyjmujemy, że:

$$(I_{d_1} - I_{d_2}) - (I_{d_3} - I_{d_4}) = \Delta(\Delta I_d) = 0,001 \text{ mA}$$

$$R_{C_1} - R_{C_2} = \Delta R_C = 10 \Omega$$

$$(k'_1 - k'_2) - (k'_3 - k'_4) = \Delta(\Delta k'_1) = 0,01 (\text{mA})^{-1}$$

$$R_C = 9,0 \text{ k}\Omega, U_{CE} = 4,2 \text{ V}, R_E = 3,0 \text{ k}\Omega, U_{CC} = 9,0 \text{ V.}$$

Poziom wejściowy fali nośnej wynosi:

$$P_{weF} = -35 \text{ dB, co odpowiada } U_n = 10 \text{ mV.}$$

Dla powyższych wartości obliczono zależność odstępów od wstęgi bocznej niepożądanych produktów modulacji od zmian poziomu wejściowego fali modulującej P_{weF} . Wyniki przedstawiono na rysunku 7.

Poszczególne egzemplarze scalonych modulatorów różnią się wartościami k'_1 . Zatem dla ustalonych R_E, R_C, U_{CC} będą miały różne wartości widma sygnału zmodulowanego.

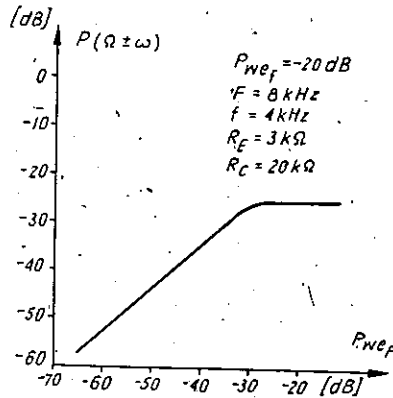
Z rysunku 6 wynika, że dla danego egzemplarza modulatora scalonego możemy uzyskiwać różne k'_1 , zmieniając prąd I_d .

Porównano z doświadczeniem wyniki teoretycznych badań modulatorów. Rezultaty przedstawiono na rysunku 8. Dobrą zgodność dla badanego egzemplarza modulatora uzyskano, gdy przyjęto, że

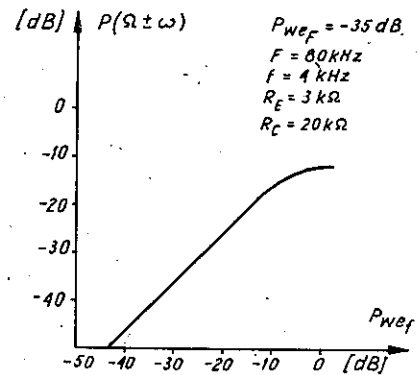
$$R_C = 20 \text{ k}\Omega, R_E = 3 \text{ k}\Omega, k'_1 = 1,4 (\text{mA})^{-1}$$

$$I_d = 0,1 \text{ mA}, \Delta(\Delta k'_1) = 0,1 (\text{mA})^{-1},$$

$$\Delta(\Delta I_d) = 0,001 \text{ mA}, \Delta R_C = 20 \Omega, \Delta R_E = 0$$



Rys. 9. Zależność poziomu wstęg bocznych od poziomu wejściowej fali nośnej P_{weF}

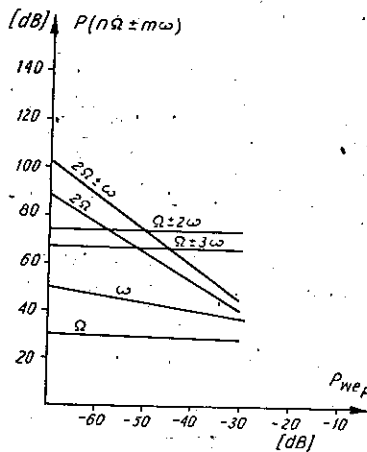


Rys. 10. Zależność poziomu wstęg bocznych od poziomu wejściowej fali modulującej P_{weF}

Porównując wyniki obecnych rozważań z wynikami innych autorów [11, 12, 16, 17], dochodzimy do wniosku, że trzeba dokonać wstępnej selekcji modulatorów scalonych. Należy odrzucić te egzemplarze, które dla danych napięć zasilających U_{CC} oraz ustalonych R_E i R_C nie odpowiadają wymaganiom stawianym modulatorom stosowanym na przykład w telefonii wielokrotnej.

Ze wzoru (22) oraz z rysunków 7 i 8 wynika, że pomiar składowej $(\Omega \pm 3\omega)$ oraz składowej (ω) daje potwierdzenie przydatności poszczególnego egzemplarza modulatora, ponieważ poziom $(\Omega \pm 3\omega)$ zależy przede wszystkim od k_1 , zaś wielkość poziomu (ω) na wyjściu modulatora, przy ustalonym poziomie nośnej zależy przede wszystkim od Δ (Δk_1).

Badanie scalonego modulatora w niniejszej pracy przeprowadzono dla znacznie niższych poziomów fali nośnej w porównaniu z poziomami, które stosowali inni autorzy [11, 12, 16, 17]. Dla tych małych poziomów fali nośnej uzyskuje się li-



Rys. 11. Zależność odstępów od poziomu wstęgi bocznej niepożądanych produktów modulatora od zmian poziomu wejściowej fali nośnej P_{weF}

niową zależność poziomu wstęg bocznych od poziomu wejściowego fali nośnej P_{weF} . Z rysunku 9 widać, że poziom wstęg bocznych staje się niezależny od poziomu wejściowego fali nośnej dla $P_{weF} = -28$ dB. Również wielkość wejściowego sygnału modulującego P_{weF} decyduje o liniowej bądź nieliniowej zależności poziomu wstęg bocznych od P_{weF} . Przedstawiono to na rysunku 10.

Zatem prawidłowa liniowa praca scalonego modulatora dla małych poziomów wejściowych fali nośnej ograniczona jest następującymi wartościami:

$$P_{weF, \max} = -11 \text{ dB}$$

$$P_{weF, \max} = -29 \text{ dB.}$$

Podstawowe produkty modulacji są również funkcjami poziomu wejściowego fali nośnej P_{weF} , co dla ustalonego $P_{weF} = -20$ dB przedstawiono na rysunku 11.

Zależność wstęg bocznych od poziomu wejściowego fali nośnej P_{weF} wymaga stabilizacji tego napięcia [12].

WYKAZ LITERATURY

1. Bennett W. R.: New results in the calculation of modulation products. Bell Syst. Tech. J., 1933, vol. 12, April, s. 228-243.
2. Bley H.: Eigenschaften und Bemessungen von Ringmodulatoren. I Teil, NTZ, 1960, H. 3, s. 129-136.
3. Bley H.: Eigenschaften und Bemessungen von Ringmodulatoren. II Teil, NTZ, 1960, H. 4, s. 196-201.
4. Blocki F., Skarbiński Z.: Systemy wielokrotne w telekomunikacji. WNT, Warszawa 1962.
5. Dittl A.: Systeme mit modulierter Trägerwelle. Leipzig 1958.
6. Giacometto L. J.: Power transistor for audio output circuits. Electronics, 1954, vol. 27, No 1, s. 144-148.
7. Hunter J. P.: Elektronika półprzewodnikowa. PWT, Warszawa 1960.
8. Joshi M. V. Theory of operation of transistor as a demodulator - collector - detector. Indian Journal of Pure and Applied Physics, vol. 7, Sept. 1969, s. 607-610.
9. Joshi M. V.: Amplitude modulation using transistors. Indian Journal of Pure and Applied Physics, 1969, vol. 7, Sept, s. 611-613.
10. Katalog Firmy Mullard 1972.
11. Kim L. T.: Tranzistorne amplitudne modulatory i demodulatory. Elektrosvjaz, 1968, No 9, s. 56-64.
12. Krajewski R., Zientalski M.: Modulatory aktywne dla krajowych urządzeń przemiany grup pierwotnych telefonii 960-krotnej. Rozprawy Elektrotechniczne, 1975, vol. 21, z. 3, s. 707-738.
13. Markiewicz-Wrzeciono M.: Jednowstęgowy modulator dwufazowy z przesuniętym pasmem sygnału. Praca doktorska, Politechnika Warszawska 1974.
14. Millman J., Halkias Ch. C.: Układy scalone analogowe i cyfrowe. WNT, Warszawa 1976.
15. Świt A.: Przyrządy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1968.
16. Zientalski M., Krajewski R., Polonński S.: Modulatory scalone do urządzeń teletransmisyjnych. Przegląd Telekomunikacyjny, 1974, nr 8, s. 260-263.
17. Zientalski M.: Wpływ rozrzutu parametrów tranzystorów oraz asymetrii układu na produkty modulacji w modulatorze zrównoważonym. Rozprawy Elektrotechniczne, 1977, vol. 23, z. 3, s. 507-520.

Maria Markiewicz-Wrzeciono

СВОЙСТВА АКТИВНОГО МОДУЛЯТОРА С МАЛЫМИ ВХОДНЫМИ УРОВНЯМИ НЕСУЩЕЙ ВОЛНЫ

Резюме

В статье представлено результаты теоретического анализа активного модулятора с интегральной схемой TAB 101 (или SFC 2001), транзисторы которой работают в активном режиме.

При расчете этого модулятора использовано эквивалентную схему транзистора по Джаколетто — Джонсону.

Расчет указал влияние на полезные продукты модуляции уровней несущей и модулирующего сигнала, параметров транзисторов в активном режиме и разбросов величин внешних элементов модулятора.

Вычисления хорошо совпадают с экспериментом и можно их использовать для правильного конструирования этих модуляторов.

В активном режиме работы транзисторов этого модулятора уровень полезных боковых полос линейно зависит от уровня несущей и поэтому в этой схеме следует применять стабилизацию уровня подводимой к модулятору несущей волны.

Maria Markiewicz-Wrzeciono

CHARACTERISTICS OF ACTIVE MODULATOR FOR LOW CARRIER INPUT LEVELS

Summary

The paper presents the results of theoretical considerations concerning the characteristics of active modulator with integrated TAB 101 (or SFC 2001) circuit in the region in which its component transistors are active.

The calculations have been based on Giocoletto-Johnson transistor equivalent circuit parameters.

All important modulation output components of the integrated modulator have been calculated in function of the input levels of the carrier and modulating signal, of the transistor parameters asymmetries and of the modulator external impedance asymmetries.

The calculations very closely agree with the experimental results and may be used in the construction of these modulators.

In the investigated active region of the modulator the sideband levels $\Omega \pm \omega$ vary linearly with the carrier input levels, it is therefore necessary to apply in the modulator the carrier level stabilization.

Maria Markiewicz-Wrzeciono

CARACTÉRISTIQUES DU MODULATEUR ACTIF AVEC DES BAS NIVEAUX D'ENTRÉE DE L'ONDE PORTEUSE

Résumé

Dans l'ouvrage on présente les résultats de la considération théorique sur les caractéristiques du modulateur actif avec le circuit intégré TAB 101 (ou SFC 2001) qui contient des transistors dans le régime actif.

Dans les calculs on a appliqué les paramètres du circuit équivalent du transistor de Giocetto-Johnson.

On a calculé l'influence des niveaux d'entrée de l'onde porteuse et de l'onde de modulation ainsi que celle des asymétries des paramètres des transistors dans le régime actif et des asymétries des impédances extérieures du modulateur sur les produits de la modulation. Les calculs faits pour ce circuit sont d'accord avec les résultats expérimentaux et peuvent être utilisés dans l'établissement des projets des modulateurs.

Dans cette région d'action du modulateur actif les bandes latérales $\Omega \pm \omega$ sont la fonction inéaire des niveaux d'entrée de l'onde porteuse et c'est pourquoi dans ce modulateur on doit appliquer une stabilisation des niveaux d'entrée de l'onde porteuse.

Maria Markiewicz-Wrzeciono

EIGENSCHAFTEN EINES AKTIVEN MODULATORS FÜR KLEINE EINGANGSPEGEL DER TRÄGERWELLE

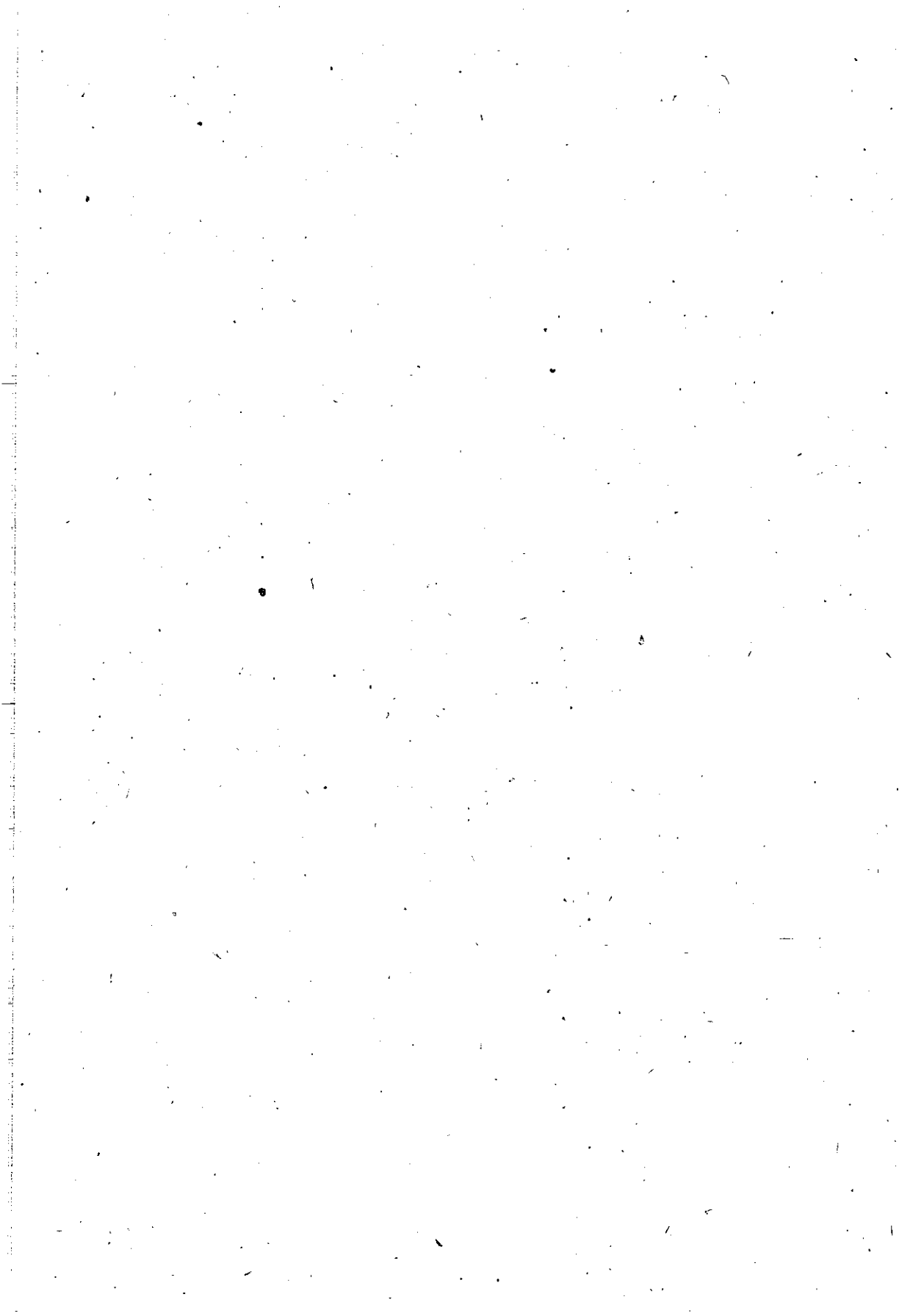
Zusammenfassung

Es wurden die Eigenschaften eines aktiven Modulators mit der integrierten Schaltung TAB 101 (oder SFC 2001), in dem die Transistoren im aktiven Bereich arbeiten, theoretisch untersucht.

In den Berechnungen wurde das Transistorenmodell von Giocetto-Johnson angewendet.

Es wurden die Modulationsprodukte des integrierten Modulators in Funktion der Eingangspegel der Trägerwelle und der Signalpegel und in Funktion der Transistorenparameter im aktiven Bereich und der äußeren Modulatorimpedanz berechnet. Die Berechnungen stimmen mit den Experimentenergebnissen überein und können bei der Konstruierung dieser Modulatoren angewendet werden.

In dem untersuchten aktiven Modulatorbereich hängen die Seitenbandpegel $\Omega \pm \omega$ linear vom Eingangspegel der Trägerwelle ab. Deshalb in diesem Modulator der Trägerwellenpegel stabilisiert werden.



PROJEKTOWANIE MIKROFALOWYCH GENERATORÓW TRANZYSTOROWYCH PRZESTRAJANYCH REZONATOREM FERROMAGNETYCZNYM

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 29 lutego 1980 r.

W artykule zostały omówione podstawy teoretyczne projektowania szerokopasmowego mikrofalowego generatora tranzystorowego przestrajanego rezonatorem ferromagnetycznym wraz ze wzmacniaczem mocy. Opisano konstrukcję zaprojektowanego modelu generatora, przestrajanego w pasmie od 1 do 2 GHz, który wykonano techniką niesymetrycznych linii paskowych.

Przedstawiono także możliwości zastosowania EMC do projektowania i optymalizacji układów generacyjnych tego typu, przy czym został opisany program zastosowany przy projektowaniu modelu generatora. Zostały również podane wyniki pomiarów opracowanego generatora i ich porównanie z parametrami generatorów produkowanych przez czołowe światowe firmy.

1. WSTĘP

Stalą tendencją w radiotechnice i w ogóle w elektronice jest szersze praktyczne wykorzystanie coraz wyższych częstotliwości. Dotyczy to również zakresu mikrofalowego, tj. długości fal od 1 m do 1 mm. Stałe prowadzone badania na świecie w tej dziedzinie powodują systematyczne unowocześnianie technik generacji i propagacji mikrofal. Urządzenia mikrofalowe znajdują zastosowanie w przemyśle, pracach naukowych i laboratoriach badawczych, w różnych dziedzinach nauki i techniki oraz, co nas szczególnie interesuje, w radiokomunikacji. W zakresie częstotliwości mikrofalowych pracują urządzenia pokładowe i naziemne systemów radiolokacyjnych i satelitarnych, linie radiowe, oraz urządzenia nadawcze rozsiewczej radiofonii i telewizji. Prowadzone są również prace nad falowodowym przesyłaniem informacji w zakresie kilkunastu GHz. Przewiduje się, że wobec braku kanałów radiowych zakres zastosowań mikrofal będzie się rozszerzał na inne dziedziny radiokomunikacji, np. w urządzeniach modulujących systemów światłowodowych. Wobec rosnących wymagań dotyczących stabilności, niez-

wodności, miniaturyzacji i innych parametrów technicznych koniecznością stało się poszukiwanie nowych rozwiązań konstrukcyjnych urządzeń, w tym i generatorów mikrofalowych.

Obecnie mikrofalowe generatory lampowe są stosowane wyłącznie w urządzeniach wymagających dużych mocy wyjściowych. Generatory tego typu mają zwykle spore rozmiary i znaczną wagę, co w połączeniu z wymaganymi dużymi napięciami zasilania uniemożliwia zastosowanie ich w urządzeniach przenośnych. Dzięki intensywnemu rozwojowi technologii półprzewodników znalazły one szerokie zastosowanie również w technice mikrofalowej, gdzie jako elementy generacyjne coraz częściej są stosowane diody lawinowe, diody Gunna oraz tranzystory bipolarne i polowe. Zastosowanie tranzystorów jako elementów generacyjnych umożliwia, poprzez odpowiednie dobranie elementu realizującego sprzężenie zwrotne, wykorzystanie tego samego tranzystora dla generacji w różnych zakresach częstotliwości. Obudowy tranzystorów i diod półprzewodnikowych stosowane w układach mikrofalowych mają zwykle odpowiednio dostosowaną konstrukcję, umożliwiającą proste podłączenie tych elementów do falowodów lub linii paskowych. W nowoczesnych elektronicznych układach przestrajania generatorów tranzystorowych najczęściej są stosowane diody waraktorowe i rezonatory ferromagnetyczne. Metoda przestrajania za pomocą ferromagnetyków pozwala na uzyskanie szerokiego zakresu strojenia, przekraczającego często jedną oktawę i ograniczonego zwykle możliwościami generacyjnymi tranzystora. W najczęściej spotykanych rozwiązaniach konstrukcyjnych tranzystorowych generatorów mikrofalowych wraz z układem generacyjnym współpracuje wzmacniacz, zapewniający uzyskanieżądanego poziomu mocy wyjściowej. Procedura projektowania generatora powinna być prosta i jednocześnie pozwalać na określenie z zadowalającą dokładnością właściwości konstruowanego urządzenia. Metoda projektowania oparta na znajomości modelu tranzystora dla częstotliwości mikrofalowych jest szczególnie użyteczna przy analizie wpływu konstrukcji i technologii wytwarzania tranzystora na jego parametry w tym zakresie częstotliwości. Druga metoda projektowania wymaga znajomości parametrów macierzy rozproszenia i jest typowa dla opisu i analizy układów mikrofalowych.

Jako przykład zostanie opisany, wykonany przez autora, szerokopasmowy tranzystorowy generator mikrofalowy z prostym wzmacniaczem mocy przestrajany rezonatorem ferromagnetycznym w pasmie od 1 do 2 GHz. Jako elementy aktywne zastosowano bipolarne tranzystory krzemowe produkcji firmy Philips. Omówione zostaną możliwości zastosowania EMC do projektowania i optymalizacji układu generacyjnego oraz program na EMC, napisany specjalnie dla usprawnienia projektowania wykonanego modelu generatora. Przedstawione też zostaną podstawowe pomiary wykonanego generatora i porównanie otrzymanych wyników z parametrami generatorów tranzystorowych produkowanych przez czołowe światowe firmy.

2. PODSTAWY PROJEKTOWANIA GENERATORA TRANZYSTOROWEGO

2.1. Warunki generacji

Analiza układu generatora oparta jest na schemacie blokowym przedstawionym na rys. 1. Jest to schemat ogólny, w którym elementem aktywnym może być równie dobrze tranzystor jak i dioda półprzewodnikowa, nieokreślony jest także rodzaj rezonatora. Obwód wyjściowy zawiera zwykle wzmacniacz mocy i obwody dopasowujące wyjście generatora do impedancji obciążenia. Punktem wyjściowym w projektowaniu generatora jest takie określenie warunków generacji poprzez dobranie elementów oraz warunków pracy układu, by były one spełnione w wymaganym zakresie częstotliwości. W zapisie admitancyjnym warunek generacji ma postać następującą:

$$Y_A + Y_C = 0 \quad (1)$$

gdzie:

$Y_A = G_A + jB_A$ określa admitancję elementu aktywnego, $Y_C = Y_R + Y_L + Y_S = G_C + jB_C$ jest sumą admitancji rezonatora (Y_R), admitancji reprezentującej straty w układzie (Y_S) oraz admitancji obciążenia (Y_L). Powyższy warunek można napisać w innej postaci:

$$\text{warunek amplitudy } G_A + G_C = 0 \quad (2)$$

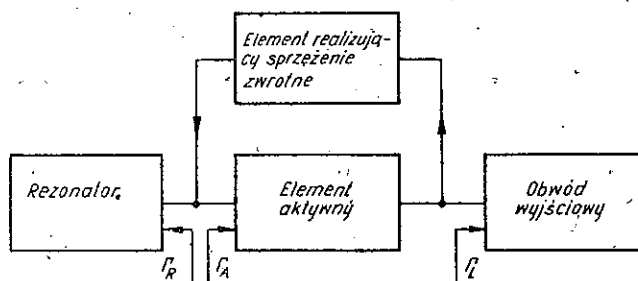
$$\text{warunek fazy } B_A + B_C = 0 \quad (3)$$

Wzory te umożliwiają określenie zarówno amplitudy, jak i częstotliwości generowanego sygnału. W praktyce jednak dla zakresu częstotliwości mikrofalowych znacznie częściej korzysta się z równoznacznych warunków generacji zapisanych za pomocą współczynników odbicia od elementu aktywnego Γ_A i rezonatora Γ_R :

$$\text{warunek amplitudy } |\Gamma_A| \cdot |\Gamma_R| \geq 1 \quad (4)$$

$$\text{warunek fazy } \arg \Gamma_R + \arg \Gamma_A = 0 \quad (5)$$

Współczynnik odbicia dla określonych wrót dowolnego elementu obwodu mikrofalowego definiowany jest jako stosunek amplitudy fali padającej do amplitu-



Rys. 1. Blokowy schemat generatora

dy fali odbitej w płaszczyźnie odniesienia wrót. Powyższy zapis warunków generacji jest znacznie częściej używany w technice mikrofalowej ze względu na łatwość mierzenia wartości $|\Gamma|$ i $\arg \Gamma$. Procedura projektowania generatora tranzystorowego na podstawie parametrów admitancyjnych obwodu mikrofalowego jest podana w literaturze [3].

Niewątpliwą zaletą procesu projektowania generatora tranzystorowego jest fakt, iż można rozpatrywać jego poszczególne elementy oddzielnie. Odpowiednie dobranie warunków pracy każdego z tych elementów oraz ich współpracy powinno zapewnić spełnienie warunków generacji w założonym pasmie częstotliwości. W literaturze spotkać można dwie podstawowe metody analizy układu generacyjnego [7, 10, 14]:

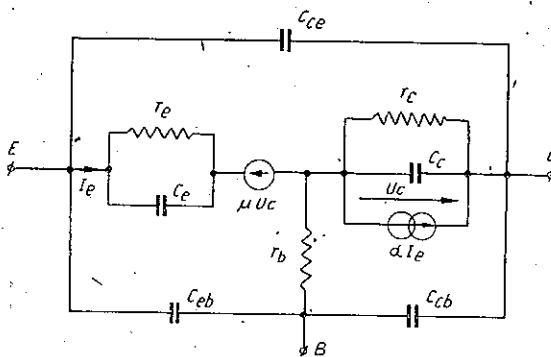
- na podstawie schematu zastępczego tranzystora dla częstotliwości mikrofalowych w postaci zespołu elementów o stałych skupionych,
- na podstawie znajomości macierzy rozproszenia tranzystora.

Poniżej zostaną omówione obie te metody na przykładzie analizy elementu aktywnego.

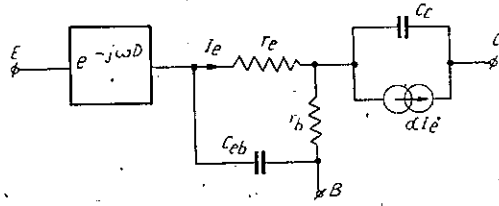
2.2. Metoda projektowania z wykorzystaniem modelu tranzystora dla częstotliwości mikrofalowych

Metoda ta polega na analizie schematu zastępczego tranzystora przedstawionego na rysunku 2. Jest ona szczególnie przydatna do analizy wpływu parametrów konstrukcyjnych i technologicznych tranzystora na jego właściwości i dlatego też jest stosowana najczęściej w procesie projektowania elementów półprzewodnikowych. Symbole występujące na rysunku mają następujące znaczenia:

$r_e = kT/qI_e$ jest rezystancją dynamiczną złącza emiter-baza, r_c — rezystancją kolektora, r_b — rezystancją rozproszenia bazy, C_e — pojemnością dyfuzyjną i warstwy zaporowej emitera, C_c — pojemnością warstwy zaporowej kolektora, C_{eb} , C_{cb} , C_{ce} są odpowiednio pojemnościami oprawki oraz połączeń, μ — współczynnik oddziaływania wstecznego, I_e prąd emitera, a U_c jest spadkiem napięcia



Rys. 2. Schemat zastępczy tranzystora w układzie OB



Rys. 3. Uproszczony schemat zastępczy tranzystora w układzie OB

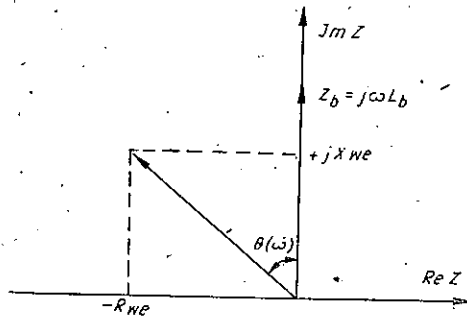
na C_c . Dla tranzystora w układzie pracy OB współczynnik $\alpha = \frac{\alpha_0}{1+j\omega/\omega_\alpha} \approx \frac{1}{1+j\omega/\omega_\alpha}$ jest zwarciovym współczynnikiem wzmocnienia prądowego, a ω_α pulsacją graniczną tranzystora.

Dla zakresu częstotliwości mikrofalowych układ zastępczy tranzystora z rys. 2 można uprościć do postaci przedstawionej na rys. 3. W nowym układzie zastępczym pojemność C_e jest pominięta, gdyż przy odpowiednio dużych prądach emitera i częstotliwościach mikrofalowych słuszną jest zależność $1/\omega C_e \gg r_e$. W stosunku do reaktancji $1/\omega C_c$ można zaniedbać też wartość r_c . Zarówno współczynnik oddziaływania wstecznego μ , jak i wartość $V_c \sim I_e/\omega C_c$ są bardzo małe. Gdy tranzystor jest montowany w układzie w postaci „chip” zaniedbywane są także wartości C_{cb} i C_{ce} . W celu lepszego zbliżenia modelu tranzystora do rzeczywistości, w gałęzi emiterowej umieszcza się linię opóźniającą o transmitancji $T = e^{-j\omega D}$, gdzie D jest wielkością charakterystyczną dla linii opóźniającej $D = 2l/v$, l — jest długością linii, a v — prędkością rozchodzenia się fali elektromagnetycznej.

Dla zapewnienia generacji w wymaganym zakresie częstotliwości należy zwykle dobrać element realizujący sprzężenie zwrotne. Trzeba podkreślić, że jest to jeden z kluczowych punktów projektowania generatora i właściwy dobór tego elementu powinien spełnić założone wymagania dotyczące całego generatora. Dla tranzystora w układzie OC impedancja widziana od strony wrót emitera jest w pierwszym przybliżeniu równa impedancji umieszczonej w bazie i pomnożonej przez czynnik $|K| e^{j\theta}$, gdzie $0 \leq \theta \leq \pi/2$. Można więc impedancję wejściową tranzystora określić następująco:

$$Z_{we} = Z_b |K| \cdot e^{j\theta(\omega)} \quad \text{dla} \quad \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2 \quad (6)$$

Przy założeniu, że impedancja w bazie ma charakter indukcyjny, impedancja wejściowa może być reprezentowana przez ujemną rezystancję połączoną szeregowo z indukcyjnością (rys. 4). Opisany wyżej sposób otrzymywania ujemnej rezystancji na wejściu tranzystora jest równoznaczny z powstaniem generacji. Powyższe rozważania nie zmieniają się w istotny sposób, gdy tranzystor nie będzie pracował w układzie wspólnego kolektora i zostanie obciążony pewną impedancją. W dokładnych obliczeniach należy uwzględnić wpływ pojemności pasozytniczych kolektora na impedancję obciążenia oraz indukcyjności występujące w obwodzie. W przypadku gdy w obwodzie przestrajania jest rezonator ferromagnetyczny,



Rys. 4. Wpływ impedancji w bazie tranzystora na powstawanie ujemnej rezystancji wejściowej

należy w trakcie obliczeń uwzględnić indukcyjność pętli sprzęgającej rezonator (L_p) z obwodem mikrofalowym. Całkowity schemat zastępczy generatora wraz z obwodem przestrajania pokazano na rys. 5. Do określenia możliwości generacyjnych niezbędne jest sprawdzenie warunków generacji dla dyskretnych częstotliwości. Impedancję wejściową tranzystora wraz z elementem realizującym sprzężenie zwrotne, można obliczyć z wzorów podanych przez Olliviera [10]:

$$Z = 1/Y = Z_2 + j\omega L_p \quad (7)$$

$$\text{gdzie: } Z_2 = Z_0 \frac{Z_1 + jZ_0 \operatorname{tg} D\omega/2}{Z_0 + jZ_1 \operatorname{tg} D\omega/2}$$

$$Z_1 = 1/j\omega C_{eb} \cdot [1 + A + j\omega L_b/r_b] + j\omega L_b \cdot [1 + A/r_b \cdot (r_e + r_b + 1/j\omega C_{eb})]$$

$$A = \frac{j\omega L_b + Z_{13}/(r_b \cdot j\omega C_{eb}) \cdot Z'_{13}}{r_b + \alpha/j\omega C_c - \frac{r_e + r_b + 1/j\omega C_{eb}}{r_b} \cdot Z_{13}}$$

$$Z_{13} = j\omega L_b + r_b + 1/j\omega C_c + Z_L$$

$$Z_L = R/RC + 1, \quad \alpha \approx \frac{1}{1 + j\omega/\omega\alpha}, \quad s = j\omega$$

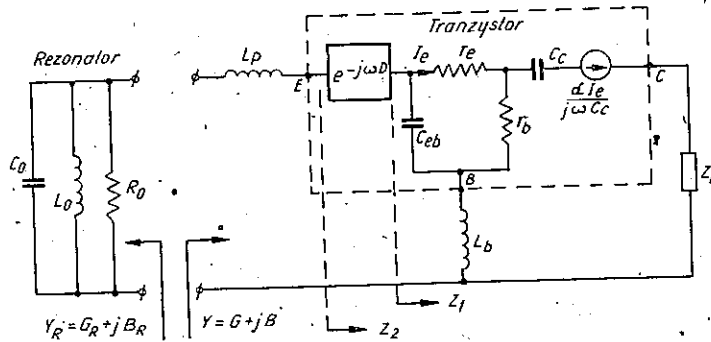
lub przez Dydyka [2]:

$$Z = j\omega L_p + 1/\omega C_c [k_i(r_b + R_L - r_b\omega^2 LC_{eb}) + k_r(\omega L + R_L r_b \omega C_{eb})] + j\omega C_c [k_i(\omega L + R_L r_b \omega C_{eb}) - k_r(r_b + R_L - r_b\omega^2 LC_{eb})] \quad (8)$$

$$\text{gdzie: } Z_L = R_L + j\omega L, \quad k_r + jk_i = 1 - \alpha$$

Określenie warunków generacji wymaga jeszcze znajomości impedancji rezonatora. W dalszej części zostaną podane wzory umożliwiające obliczenie impedancji rezonatora ferromagnetycznego. Właściwe dobranie tranzystora, rodzaju rezonatora oraz warunków pracy tych elementów powinno zapewnić generację zgodnie z ustalonymi wymaganiami.

Opisana wyżej metoda analizy generatora na podstawie jego schematu zastępczego dla częstotliwości mikrofalowych, mimo pewnych zalet, jest praco-



Rys. 5. Schemat zastępczy generatora z tranzystorem w układzie OB i indukcyjnością w bazie realizującą sprzężenie zwrotne

chlonna i rzadko używana. Ponadto znacznie utrudniona jest analiza i optymalizacja układu ze względu na dużą liczbę parametrów decydujących o właściwościach generacyjnych.

2.3. Metoda projektowania wykorzystująca macierz rozproszenia tranzystora

W technice mikrofalowej przyjęte jest posługiwanie się pojęciem wielowrotników opisywanych parametrami rozproszenia. Tranzystor, niezależnie od układu pracy, jest traktowany jako dwuwrotnik, gdzie na wrota wejściowe jest podawany sygnał sterujący, a na drugich wrotach otrzymujemy sygnał wyjściowy. Z tego też względu firmy produkujące tranzystory mikrofalowe zwykle nie podają parametrów obwodu zastępczego przyrządu półprzewodnikowego, lecz wartości parametrów macierzy S dla określonego punktu pracy. Współpracę rezonatora z elementem aktywnym można jednoznacznie określić za pomocą współczynnika odbicia na wspólnych wrotach tych elementów. Równanie charakterystyczne dla dwóch jednowrotników połączonych kaskadowo, rezonatora i tranzystora wraz z elementem realizującym sprzężenie zwrotne ma postać:

$$D(I, s) = 1 - \Gamma_A(I, s) \cdot \Gamma_R(I, s) \quad (9)$$

gdzie: I – amplituda sygnału, s – zespolona częstotliwość.

W większości przypadków współczynniki odbicia są skomplikowanymi funkcjami zespolonej częstotliwości i amplitudy sygnału. Warunkiem powstania w układzie oscylacji jest potencjalna niestabilność występująca wtedy, gdy wielomian $D(I, s)$ ma miejsce zerowe w prawej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej s . Powyższy wielomian przyjmuje wówczas postać:

$$D(I, s) = D(I, j\omega) = 1 - \Gamma_A(j\omega_0) \cdot \Gamma_R(j\omega) = 0 \quad (10)$$

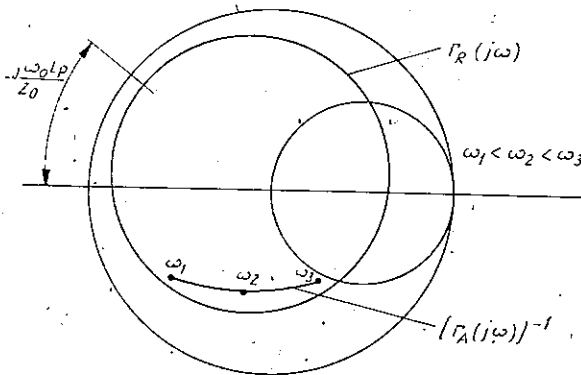
Rezonator jest elementem liniowym, natomiast dla tranzystora zakładamy przybliżenie małosygnałowe, co uniezależnia wartości Γ_R i Γ_A od amplitudy sy-

gnału. Dla rezonatorów o dużych dobrociach np: rezonatorów ferromagnetycznych współczynnik odbicia od wrót rezonatora jest szybkozmienną funkcją częstotliwości w pobliżu częstotliwości rezonansowej $f_0 = \omega_0/2\pi$. Równanie charakterystyczne można więc napisać następująco:

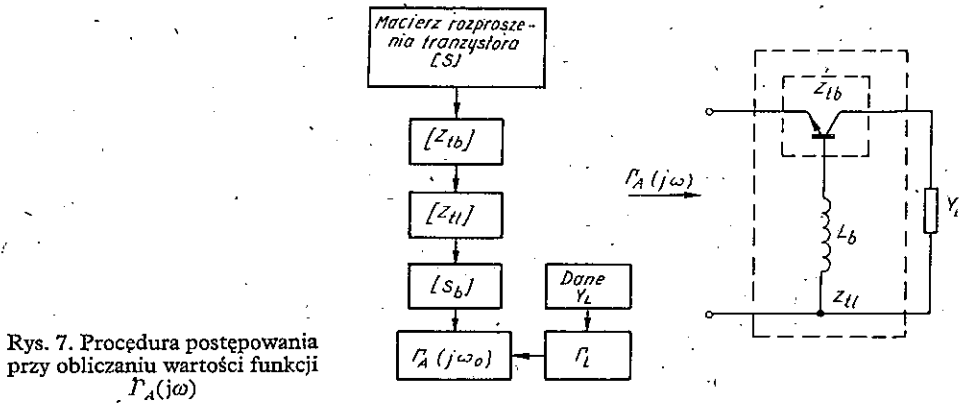
$$D(j\omega) = 1 - \Gamma_A(j\omega_0) \cdot \Gamma_R(j\omega) = 0 \quad (11)$$

Stosując kryterium Nyquista można powiedzieć, że warunek wzbudzenia oscylacji będzie spełniony, gdy przebieg funkcji $\Gamma_R(j\omega)$ będzie okrążał na wykresie Smitha punkt $\Gamma_A^{-1}(j\omega_0)$, (rys. 6). Dla pełnego zakresu przestrajania Γ_A jest funkcją zmiany częstotliwości, natomiast kształt okręgu $\Gamma_R(j\omega)$ nie zmienia się w sposób istotny przy zmianie częstotliwości rezonansowej. Przesunięcie okręgu $\Gamma_R(j\omega)$ w funkcji zmiany częstotliwości jest wywołane zmianą indukcyjności pętli sprzęgającej rezonatora ferromagnetycznego. Graficzna ilustracja współczynników odbicia na wykresie Smitha jest równoznaczna z analizą warunków generacji podanych w punkcie 2.1. Do wykreślenia przebiegu funkcji $\Gamma_A(j\omega)$ należy podczas obliczeń posłużyć się algorytmem podanym na rys. 7. Bez przeprowadzania optymalizacji generatora znajomość funkcji $\Gamma_R(j\omega)$ i $[\Gamma_A(j\omega)]^{-1}$ może posłużyć do wstępnej oceny możliwości generacyjnych projektowanego układu. W celu uzyskania dużego zakresu przestrajania, należy dążyć do uzyskania na wykresie Smitha dużego okręgu współczynnika odbicia rezonatora, natomiast funkcja opisująca zmianę współczynnika odbicia elementu aktywnego powinna znajdować się blisko centrum wykresu (decyduje dobór sprzężenia zwrotnego). Praktycznie o szerokości generowanego pasma świadczy długość krzywej $[\Gamma_A(j\omega)]^{-1}$ zawartej wewnątrz okręgu $\Gamma_R(j\omega)$.

Ponieważ w układach mikrofalowych impedancja obciążenia wynosi zwykle 50Ω , dla zmiany Γ_A stosuje się odpowiednio zaprojektowane obwody wyjściowe zapewniające otrzymanie żądanej wartości Γ_L . Zarówno zmiany indukcyjności realizującej sprzężenie zwrotne L_b , jak i impedancji obciążenia Z_L wpływają w istotny sposób na szerokość generowanego pasma oraz na wartość modułu współczynnika odbicia od wrót elementu aktywnego (funkcja ta dla określonej wartości f posiada



Rys. 6. Ilustracja spełnienia warunków generacji na wykresie Smitha



Rys. 7. Procedura postępowania przy obliczaniu wartości funkcji $\Gamma_A(j\omega)$

maksimum). Ponieważ współczynniki odbicia od elementów biernych (np. elementów sprzęgających i obciążenia) są zawsze mniejsze od jedności, zatem dla spełnienia warunków generacji dąży się do uzyskania dużego modułu Γ_A . Może to jednak ograniczyć pasmo generowanych częstotliwości i dlatego podczas projektowania jest potrzebny kompromisowy wybór szerokości pasma i maksymalnej wartości modułu Γ_A . Wpływ impedancji obciążenia na wartość Γ_A określony jest następującymi zależnościami:

$$\Gamma_A = s_{11} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_L}, \quad \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (12)$$

3. ELEMENT AKTYWNY GENERATORA

Bardzo istotnym etapem projektowania generatora jest wybór właściwego tranzystora. Jest on dokonywany na podstawie założeń projektowych, głównie dotyczących zakresu częstotliwości generacji. Należy pamiętać, że konstrukcja mikrofalowych półprzewodnikowych przyrządów aktywnych, oprócz trudności technologicznych, wprowadza wiele typowo mikrofalowych problemów. Zasadniczymi parametrami świadczącymi o jakości tranzystorów są: częstotliwość graniczna, moc wyjściowa, sprawność oraz właściwości szumowe.

W konstrukcji bipolarnych tranzystorów mikrofalowych wymagany jest wysoki poziom czystości materiałów wyjściowych i technologii domieszkowania półprzewodników. Jedną z podstawowych trudności jest otrzymywanie bardzo cienkich obszarów półprzewodnika o różnych stopniach domieszkowania i płytkich złącz *p-n*. Dążenie do uzyskania dużej wartości f_T (częstotliwości granicznej) prowadzi do ograniczenia powierzchni emiterów i w konsekwencji do zmniejszenia mocy wyjściowej, mimo stosowania specjalnych konfiguracji wyprowadzeń. Przy cienkich obszarach kolektora i bazy (wpływa na wzmocnienie prądowe) i dążeniu

do otrzymania dużej szybkości działania przyrządu, będącej wynikiem czasu przelotu nośników prądu przez odpowiednie obszary tranzystora, istnieje konieczność stosowania niskich napięć polaryzacji. Przyrządy te charakteryzują się małą wytrzymałością cieplną i napięciową. Oddzielny problem stanowią indukcyjności połączeń i pojemności rozproszenia oprawki. W celu zmniejszenia wartości tych szkodliwych parametrów w układach mikrofalowych, element półprzewodnikowy jest często montowany w postaci „chip”.

Najistotniejszymi zaletami tranzystorów polowych są: korzystne parametry przełączające, dobra stabilność cieplna, małe straty mocy i mniejsze szумы. Proces wykonywania tego typu przyrządów wymaga wysokiej czystości obszarów dielektrycznych oraz procesów technologicznych umożliwiających wykonanie cienkich obszarów półprzewodnika i SiO_2 o powtarzalnych parametrach. Ze względu na częstotliwość graniczną dąży się do osiągnięcia małych pojemności bramki i dużych wartości transkonduktancji, która wpływa na wzmocnienie tranzystora. Maksymalna częstotliwość generacji jest proporcjonalna do prędkości przepływu nośników w kanale (stosowane są materiały półprzewodnikowe o dużej ruchliwości nośników) i odwrotnie proporcjonalne do długości kanału. Dla wysokich częstotliwości zmniejszenie długości kanału wymaga wysokiej precyzji procesu fotolitografii.

Z powyższych względów, coraz częściej są projektowane przyrządy półprzewodnikowe specjalnie do zastosowań mikrofalowych. Czołowe światowe firmy współzawodniczą ze sobą pod względem konstrukcji przyrządów półprzewodnikowych o maksymalnych częstotliwościach granicznych i mocach wyjściowych. Dostępne są tranzystory mikrofalowe, dające dla częstotliwości kilku GHz moc wyjściową rzędu kilku watów. Ze względu na właściwości szumowe prowadzi się intensywne prace nad szerszym zastosowaniem w mikrofalach tranzystorów polowych. Graniczne częstotliwości dla dostępnych aktualnie tranzystorów bipolarnych wynoszą około 12 GHz, a dla tranzystorów polowych 30 GHz.

Do konstrukcji badanego modelu generatora użyty został epitaksjonalno-planarny, krzemowy tranzystor n-p-n typu BFR 93 produkcji firmy Philips. Tranzystor ten ma częstotliwość graniczną $f_T = 5$ GHz, wzmocnienie mocy $G_{\max} = 16,5$ dB (dla $f = 500$ MHz) i współczynnik szumów $F = 1,9$ dB. Bardziej szczegółowe dane tego tranzystora łącznie z podanymi przez firmę parametrami rozproszenia dla pasma od 200 ÷ 1000 MHz można znaleźć w literaturze [12]. Obudowa tego tranzystora pozwala na proste połączenie wyprowadzeń z liniami paskowymi obwodu mikrofalowego. Wykonane zostały pomiary parametrów S tranzystora w układzie OE w pasmie 1–2 GHz dla punktu pracy $U_{CE} = 10$ V i $I_C = 15$ mA (tablica 1) za pomocą analizatora obwodów mikrofalowych firmy Hewlett-Packard i stanowią one podstawę dalszego projektowania generatora.

Układ pracy tranzystora ze wspólną bazą ma małą impedancję wejściową i bardzo dużą wyjściową, ze wszystkich konfiguracji pracy ma też największą

Tablica 1. Pomierzone parametry S tranzystora w układzie OE dla wybranych częstotliwości

f [GHz]		1.0	1.2	1.4	1.6	1.8	2.0
S_{11e}	S	0.277	0.245	0.277	0.234	0.223	0.287
	arg S	164	160	156	144	140	133
S_{12e}	S	0.150	0.178	0.190	0.211	0.237	0.282
	arg S	71	69	66	69	67	66
S_{21e}	S	2.818	2.455	2.113	1.950	1.778	1.679
	arg S	74	70	65	60	55	52
S_{22e}	S	0.234	0.255	0.234	0.261	0.266	0.239
	arg S	-45	-45	-47	-50	-60	-63

częstotliwość graniczną. W zakresie częstotliwości mikrofalowych daje duże wzmocnienie mocy, większą sprawność i możliwość prostego spełnienia warunków generacji dla $f < f_T$. Na podstawie analizy parametrów S wybranego tranzystora wybrana została konfiguracja OB.

3.1. Dobór elementu realizującego sprzężenie zwrotne

Prosty sposób uzyskania ujemnej rezystancji na wejściu elementu aktywnego został opisany w punkcie 2.2. Indukcyjność w bazie tranzystora może być wykonana w sposób charakterystyczny dla techniki mikrofalowej, tj. w postaci niesymetrycznej linii paskowej zwartej na końcu. Ponieważ moduł współczynnika odbicia od rezonatora zawiera się zwykle w granicach 0,7–0,8, zatem dla powstania oscylacji wymagane jest osiągnięcie odpowiednio dużej wartości modułu współczynnika odbicia na wejściu tranzystora: $|\Gamma_A| \geq 1,25$. Do oceny możliwości generacyjnych tranzystora, wraz z indukcyjnością realizującą sprzężenie zwrotne, niezbędna jest znajomość parametrów S tranzystora w układzie OB. W obliczeniach można się posłużyć algorytmem przedstawionym na rys. 7. Obliczenia można uprościć przy założeniu dopasowania wyjścia układu do impedancji 50Ω , tj. $\Gamma_L = 0$.

Na podstawie zmierzonych parametrów S w układzie OE obliczana jest macierz impedancji $[Z]$ dla wybranych częstotliwości według wzorów:

$$z_{22} = \frac{(1+s_{22}) \cdot (1-s_{11}) + s_{12} s_{21}}{(1-s_{11}) \cdot (1-s_{22}) - s_{12} s_{21}} \quad (13)$$

$$z_{11} = \frac{(1+s_{11}) \cdot (1-s_{22}) + s_{12} s_{21}}{(1-s_{11}) \cdot (1-s_{22}) - s_{12} s_{21}} \quad (14)$$

$$z_{12} = \frac{2s_{12}}{(1-s_{11}) \cdot (1-s_{22}) - s_{12} s_{21}} \quad (15)$$

$$z_{21} = \frac{2s_{21}}{(1-s_{11}) \cdot (1-s_{22}) - s_{12} s_{21}} \quad (16)$$

Następnym krokiem jest obliczenie macierzy $[Z]$ tranzystora w układzie OB z zależności:

$$[Z_{ib}] = \begin{bmatrix} z_{11e} & z_{11e} - z_{12e} \\ z_{11e} - z_{21e} & z_{11e} + z_{22e} - z_{12e} - z_{21e} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Tranzystor z indukcyjnością w bazie jest traktowany jako szeregowo połączenie dwóch czwórników. Macierz impedancji umieszczonej w bazie oblicza się z wzoru:

$$[Z_L] = j\omega L_b / Z_0 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad Z_0 = 50 \Omega$$

Powstaje w ten sposób wypadkowa macierz $[Z_{il}]$:

$$[Z_{il}] = [Z_{ib}] + [Z_L] = \begin{bmatrix} z_{ib11} + z_{L11} & z_{ib12} + z_{L12} \\ z_{ib21} + z_{L21} & z_{ib22} + z_{L22} \end{bmatrix} \quad (18)$$

Stosując następnie wzory przekształcające macierz impedancyjną na macierz parametrów S :

$$s_{22} = \frac{(z_{11} + 1) \cdot (z_{22} - 1) - z_{12} z_{21}}{(z_{11} + 1) \cdot (z_{22} + 1) - z_{12} z_{21}} \quad (19)$$

$$s_{11} = \frac{(z_{11} - 1) \cdot (z_{22} + 1) - z_{12} z_{21}}{(z_{11} + 1) \cdot (z_{22} + 1) - z_{12} z_{21}} \quad (20)$$

$$s_{12} = \frac{2 \cdot z_{12}}{(z_{11} + 1) \cdot (z_{22} + 1) - z_{12} z_{21}} \quad (21)$$

$$s_{21} = \frac{2 \cdot z_{21}}{(z_{11} + 1) \cdot (z_{22} + 1) - z_{12} z_{21}} \quad (22)$$

otrzymujemy macierz S tranzystora łącznie z indukcyjnością w bazie dla układu pracy OB (tablica 2). W ten sposób dla założonych długości i impedancji linii paskowej tworzącej sprzężenie zwrotne, przy uwzględnieniu zmiany elektrycznej

Tablica 2. Obliczone indukcyjności w bazie i parametry S tranzystora w układzie OB

f [GHz]		1.0	1.2	1.4	1.6	1.8	2.0
S _{11b}	S	1.313	1.442	1.594	1.679	1.612	1.463
	arg S	141	128	112	94	73	59
S _{12b}	S	0.317	0.453	0.639	0.823	0.974	1.023
	arg S	129	120	102	87	69	54
S _{21b}	S	2.006	2.003	1.914	1.767	1.461	1.028
	arg S	-52	-66	-89	-110	-139	-167
S _{22b}	S	1.206	1.269	1.263	1.243	1.158	0.921
	arg S	-43	-55	-74	-91	-114	-136
L _b [nH]		3.14	3.18	3.22	3.27	3.34	3.41

długości tego paska w funkcji częstotliwości, została obliczona aktualna macierz rozproszenia.

Wzrost długości paska w bazie przy jego stałej impedancji powodował wzrost wartości $|s_{11b}|$, będącej współczynnikiem odbicia na wejściu tranzystora dla dopasowanego obciążenia. Jednocześnie zakres częstotliwości, dla których możliwe było spełnienie warunków generacji przesuwał się w stronę niższych częstotliwości. Podobne zmiany powodował wzrost impedancji paska w bazie (zmiana szerokości paska) przy jego stałej fizycznej długości.

Po analizie wykonanych pomiarów jako element realizujący sprzężenie zwrotne wybrany został pasek o impedancji $Z = 70 \Omega$ i długości $L = 9$ mm. Dla takiego paska tablica 2 zawiera indukcyjności tego paska w funkcji częstotliwości. Wartość Γ_L nie może być zbyt duża, gdyż ograniczyłoby to w istotnym stopniu moc dostarczaną do obciążenia i mogłoby doprowadzić do wzbudzenia niepożądanych częstotliwości w obwodzie wyjściowym generatora. Jednak odpowiedni dobór impedancji obciążenia umożliwia zwiększenie modułu Γ_A przy niewielkim przesunięciu pasma generacji. Jest to szczególnie istotne, gdy w układzie generatora występują znaczące straty mocy. Impedancja obciążenia może mieć charakter zespolony i współczynnik odbicia przyjmuje wówczas postać $\Gamma_L = |\Gamma_L| e^{j\varphi}$ co powoduje, iż na współczynnik odbicia od wrót elementu aktywnego wpływa także

wartość $\arg F_L$. Powyższe rozważania dowodzą, że właściwy dobór elementu sprzężenia zwrotnego i obciążenia może się przyczynić do uzyskania wymaganego pasma generacji.

4. REZONATOR FERROMAGNETYCZNY

Podstawowymi zaletami decydującymi o coraz częstszym stosowaniu ferromagnetyków jako obwodów rezonansowych są:

- bardzo dobra liniowość przestrajania, zwykle lepsza od 0,1%;
- niezależność charakterystyki przestrajania od poziomu mocy mikrofalowej;
- duża dobroć rezonatora nieobciążonego, dochodząca do kilku tysięcy;
- duży zakres przestrajania;
- bardzo małe wymiary rezonatora i prosty sposób włączenia go w obwód mikrofalowy.

Do wad tego sposobu przestrajania należą:

- mniejsza szybkość przestrajania niż dla waraktorów (rzędu 10^6 MHz/s);
- zjawisko histerezy podczas przestrajania (związane z elektromagnesem);
- konieczność stosowania elektromagnesu do przestrajania rezonatora, co prowadzi do zwiększenia wymiarów układu oraz wzrostu poboru mocy.

Rezonatory tego typu umożliwiają przestrajanie w pasmach S, L, C, X i K w zakresie przekraczającym dwie oktawy. Są one powszechnie stosowane jako obwo-
dy rezonansowe w filtrach i generatorach mikrofalowych zarówno diodowych jak i tranzystorowych [2, 4, 8, 15].

4.1. Podstawowe cechy ferrytów i zasada rezonansu ferromagnetycznego

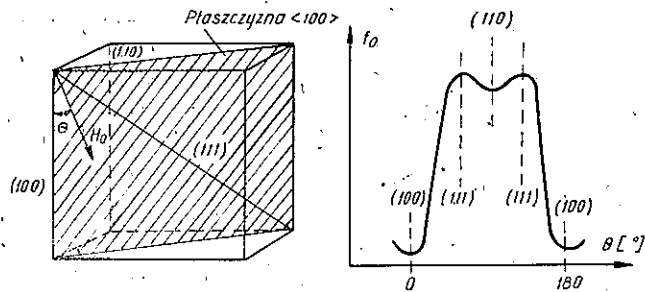
Ferromagnetyki są materiałami charakteryzującymi się dużą przenikalnością magnetyczną wynikającą z powstawania domen, w których momenty magnetyczne sąsiadujących ze sobą atomów są ustawione jednokierunkowo przy braku zewnętrznego pola magnetycznego. Takie uporządkowanie momentów magnetycznych jest uwarunkowane istnieniem specjalnego oddziaływania międzyatomowego, zwanego oddziaływaniem wymiennym. Struktura domenowa powoduje, że stosunkowo niewielkie zewnętrzne pole magnetyczne może spowodować znaczną zmianę magnesowania materiału. Zjawisko rezonansu ferromagnetycznego polega na oddziaływaniu wypadkowego pola magnetycznego (stałego i zmiennego) z momentem magnetycznym, będącym sumą spinowych momentów magnetycznych poszczególnych atomów w jednostce objętości materiału. Zmiana zwrotu uporządkowanych spinów pod wpływem zewnętrznego pola następuje przy pochłonięciu energii $h\omega_0$, co jest równoznaczne z wystąpieniem rezonansu.

Częstotliwość rezonansowa izotopowej kulki z ferrytu umieszczonej w stałym zewnętrznym polu magnetycznym H_0 jest określona wzorem:

$$f_0 = \gamma \cdot H_0 \quad (23)$$

gdzie: $\gamma = 2,8 \text{ MHz/Oe}$ — współczynnik żyromagnetyczny.

Ferryty są wykonane z materiału o silnej anizotropii, co jest przyczyną zależności częstotliwości rezonansowej od kąta pomiędzy kierunkiem zewnętrznego pola magnetycznego a osiami krystalograficznymi materiału (rys. 8). Do-



Rys. 8. Zależność częstotliwości rezonansowej od kąta pomiędzy kierunkiem zewnętrznego pola magnetycznego a osiami krystalograficznymi ferrytu

kładne określenie częstotliwości wymaga uwzględnienia anizotropii i dla równoległości kierunku zewnętrznego pola magnetycznego i płaszczyzny krystalograficznej $\langle 100 \rangle$ częstotliwość ta jest wyrażona wzorem:

$$f_0 \approx \left[H_0 + \left(2 - \frac{5}{2} \sin^2 \theta - \frac{15}{8} \sin^2 2\theta \right) H_a \right] \quad (24)$$

gdzie: θ — kąt między kierunkiem zewnętrznego pola magnetycznego a osią (100), $H_a = K_1/4\pi M_s$ — pole anizotropii, K_1 — stała anizotropii.

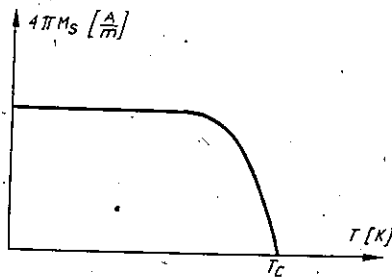
Zmianę częstotliwości rezonansowej uzyskuje się przez zmianę natężenia pola magnetycznego wytwarzanego przez elektromagnes wokół rezonatora. Wzrost energii cieplnej atomów (wzrost temperatury otoczenia) jest czynnikiem zaburzającym uporządkowanie magnetycznych momentów atomowych. Jeżeli energia cieplna przewyższa energię oddziaływania wymiennego między atomami, to następuje eliminacja struktury domenowej a temperatura, w której zachodzi powyższy proces nazywa się temperaturą Curie (T_c). Ze wzrostem temperatury maleje magnetyzacja nasycenia (rys. 9) i zakres przestrajania rezonatora przesuwa się w kierunku niższych częstotliwości, a gdy natężenie pola wewnątrz ferrytu spadnie do zera, następuje zanik właściwości rezonansowych:

$$H_i = H_0 - N_z \cdot 4\pi M_s \quad (25)$$

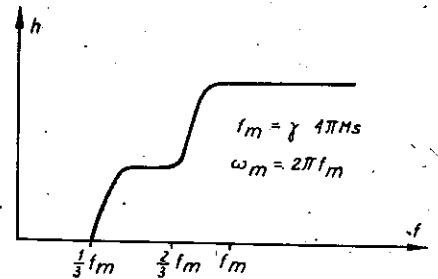
gdzie: H_i — natężenie pola magnetycznego w ferrycie,

N_z — współczynnik rozmagnesowania (dla kulki $N_z = 1/3$),

$4\pi M_s$ — magnetyzacja nasycenia.



Rys. 9. Wpływ temperatury na magnetyzację nasycenia ferrytu



Rys. 10. Ograniczenie dolnego zakresu przestrajania rezonatora ferromagnetycznego

Na częstotliwość rezonansową wpływa także kształt i wielkość rezonatora. Są one wykonywane w postaci kulek, dysków lub prętów, a wpływ kształtu jest określony tensorem współczynnika rozmagnesowania. Rozmiary rezonatorów są ograniczone koniecznością zapewnienia wokół nich jednorodnego pola magnetycznego. Przyjmuje się, że średnica rezonatora powinna być mniejsza od 0,01 długości fali i dla kulek zawiera się w granicach od 0,5 do 2 mm. Skończone rozmiary rezonatora wyznaczają górną częstotliwość graniczną. Dolną częstotliwość graniczną określają straty mocy pola wysokiej częstotliwości w rezonatorze i przyjmuje się, że częstotliwość pracy powinna być większa od f_m (rys. 10). Jakość rezonatora jest określona jego dobrocią, która dla rezonatora nieobciążonego jest ilorzem natężenia pola magnetycznego wewnątrz ferrytu i połówkowej szerokości prążka rezonansowego $Q_0 = H_0/\Delta H$. Na wartość ΔH silnie wpływa anizotropia materiału, jego czystość, stan powierzchni rezonatora oraz sposób sprzężenia z obwodem mikrofalowym. Dobroć rezonatora obciążonego jest definiowana wzorem: $Q_c = Q_0/\beta$, gdzie β jest współczynnikiem sprzężenia rezonatora

Tablica 3. Najczęściej stosowane materiały ferromagnetyczne

Nazwa i symbol	$4\pi M_s$ [Gs]	ΔH [Oe]
granat itrowo-żelazowy /YIG/ $Y_3 Fe_9 O_{12}$	1750	0,5 ÷ 1
granat itrowo-żelazowy domieszgowany galem (YIG-Ga) $Y_3 Fe_{5-y} Ga_y O_{12}$; $y=0 \div 1.2$	400 ÷ 1750	1 ÷ 2,5
granat bizmutowo-wapniowo-wanadowy (BCV) $BiO_4 Ca_{2,6} Fe_{3,7} V_{1,3} O_{12}$	250 ÷ 550	0,7 ÷ 2

z obwodem, natomiast dobroć wypadkową można obliczyć z wzoru:

$$Q_L = \frac{Q_z \cdot Q_0}{Q_z + Q_0} \quad (26)$$

O wyborze rodzaju rezonatora decyduje pożądane pasmo przestrajania oraz wymagana dobroć a najczęściej stosowane materiały ferromagnetyczne podano w tablicy 3. Elementami obwodu zastępczego rezonatora są R_0 , L_0 , C_0 (rys. 5) i szeregowo połączona z obwodem rezonansowym indukcyjność pętli sprzęgającej L_p :

$$R_0 = \mu_0 V K^2 \omega_m Q_0, \text{ gdzie: } V - \text{objętość rezonatora}$$

$$L_0 = R_0 / Q_0 \omega_0$$

$$C_0 = 1 / L_0 \omega^2$$

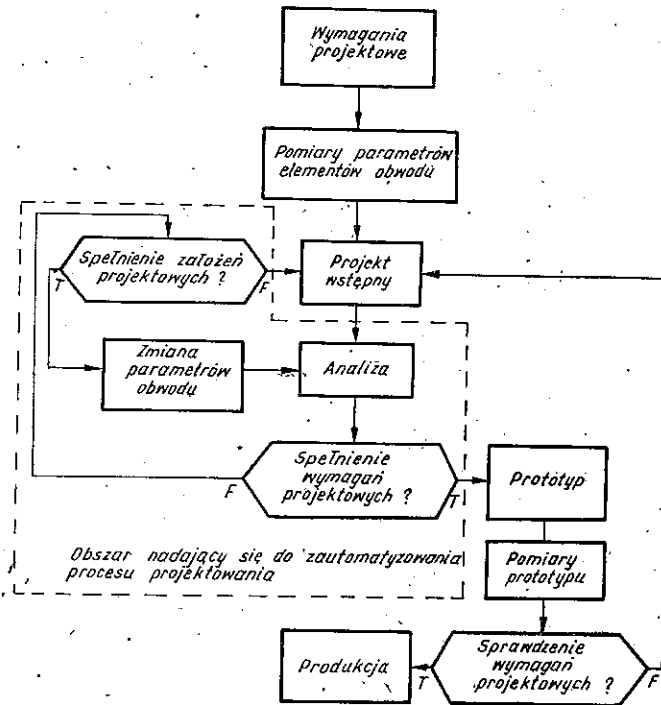
W wykonywanym modelu generatora, ze względu na sposób włączenia do obwodu, ferryt był rezonatorem odbiciowym, a impedancja wejściowa rezonatora widziana od strony elementu aktywnego jest określona wzorem:

$$Z_{we} = j\omega L_p + \frac{j\omega\omega_0 \cdot R_0 / Q_0}{\omega\omega_0^2 - \omega^2 + j\omega\omega_0 / Q_0} \quad (27)$$

5. ZASTOSOWANIE EMC DO PROJEKTOWANIA I OPTYMALIZACJI UKŁADU GENERATORA MIKROFALOWEGO

Ponieważ w trakcie projektowania generatora mikrofalowego należy wykonać wiele obliczeń na zmiennych zespolonych, pożądane jest zastosowanie do tego celu EMC. Zwykle parametrami wyjściowymi są pomierzone parametry S elementu aktywnego dla określonego punktu pracy. Wartość tych parametrów jest funkcją częstotliwości i dla założonego pasma przestrajania obliczenia są wykonywane dla dyskretnych częstotliwości. Zwykle dla praktycznych celów można z powodzeniem posługiwać się parametrami małosygnalowymi i otrzymywane wyniki zawierają zwykle błąd mniejszy od 10%.

Zastosowanie EMC pozwala nie tylko na sprawdzenie warunków generacji, ale także na optymalizację elementu realizującego sprzężenie zwrotne, minimalizację współczynnika odbicia na wyjściu układu, dobór punktu pracy elementu aktywnego i sprzężenia rezonatora z obwodem mikrofalowym oraz na określenie optymalnej impedancji i długości linii paskowych ze względu na otrzymanie maksymalnej mocy wyjściowej. Optymalizacja impedancji i długości linii paskowych tworzących transformatory impedancji jest szczególnie istotna w szerokopasmowych wzmacniaczach mikrofalowych i umożliwia jednocześnie za pomocą odpowiedniej procedury, kształtowanie w pewnym zakresie charakterystyki wzmocnienia. Na rys. 11 przedstawiony jest cały proces projektowania układu z zaznaczonym obszarem nadającym się do zautomatyzowania obliczeń za pomocą



Rys. 11. Schemat procesu projektowania układu z wykorzystaniem EMC

EMC. Łatwo zauważyć, że zastosowanie EMC umożliwia jedynie przyspieszenie procesu projektowania i kompleksową optymalizację układu, jednak wymagania projektowe oraz projekt wstępny muszą być podane przez konstruktora. Błędy w projekcie wstępnym lub narzucanie wymagań niemożliwych do spełnienia w danym obwodzie wykluczają możliwość uzyskania pożądaných wyników. Ponadto istnieje konieczność wykonania pomiarów elementów wchodzących w skład obwodu i dokładność tych pomiarów może w istotny sposób wpłynąć na zbieżność ostatecznych wyników z założeniami projektowymi.

Każdy program obliczeniowy wymaga także dokładnego przetestowania, które stanowi czynność pracochłonną, zwłaszcza dla rozbudowanych programów optymalizacyjnych. Każdy z elementów występujących w obwodzie traktowany jest jako wielowrotnik mikrofalowy, a liczba wrót określa stopień macierzy parametrów S opisujący dany element. Analiza układu mikrofalowego opisanego za pomocą parametrów o stałych skupionych, polega na sformułowaniu równań obwodu z uwzględnieniem topologii układu i na ułożeniu procedury rozwiązania tych równań.

W rozbudowanych procesach obliczeniowych, ze względu na oszczędność pamięci maszyny i skrócenie czasu jednego elementarnego rozwiązania, stosuje się zapis parametrów układu w postaci macierzy rzadkich. W porównaniu z konwencjonalnymi metodami zapamiętywania danych i ich analizy metoda ta pozwala na

bardzo istotne skrócenie procesu obliczeniowego przy wzroście stopnia analizowanej macierzy i liczby powtarzanych analiz. Pierwszy sposób rozwiązywania równań obwodu polega na znalezieniu dokładnego wyniku za pomocą skończonej liczby działań arytmetycznych, których liczba zależy od stopnia i ilości macierzy opisujących układ. W drugiej metodzie przybliżone wartości pierwiastków układu równań otrzymuje się drogą kolejnych aproksymacji i proces obliczeniowy jest przerywany po osiągnięciu zadanej dokładności rozwiązania. Ponadto, ze względu na zapamiętywanie w pamięci maszyny liczb z określoną dokładnością i działania na tych liczbach, sam proces obliczeniowy wprowadza błąd, który może być zminimalizowany przez normalizację danych w stosunku do największego elementu macierzowego w danym etapie obliczeń. Program powinien zawierać: racjonalne ograniczenia zakresu zmian parametrów optymalizowanych oraz krok zmiany tych parametrów, określane zwykle przez znajomość wrażliwości realizowanej funkcji obwodu na zmiany tych parametrów.

Zasadniczą trudność przy układaniu procedury optymalizacyjnej stanowi ułożenie funkcji celu. Dla ograniczenia obszaru poszukiwania rozwiązania i ukierunkowania zmian parametrów podczas kolejnych analiz tworzy się funkcję błędu, której aktualna wartość świadczy o spełnieniu narzuconych wymagań. Jedna procedura obliczeniowa jest wykonywana dla konkretnej częstotliwości, a cykl obliczeniowy kończy się po ukończeniu działań arytmetycznych dla wszystkich założonych częstotliwości z podanego pasma. Cykl obliczeniowy powinien zawierać taką liczbę procedur, by w trakcie wykonywania obliczeń nie została pominięta żadna istotna informacja. Funkcja celu jest w ogólnym przypadku funkcją wielowymiarową i jej wymiar jest zależny od liczby optymalizowanych parametrów, a rozwiązanie jest równoznaczne ze znalezieniem ekstremum funkcji. Jeśli nie jest to funkcja wypukła, to rozwiązanie może wypaść w ekstremum lokalnym i poszukiwanie ekstremum globalnego wymaga stosowania dodatkowych procedur lub kilkakrotnego uruchamiania programu z różnymi danymi początkowymi.

Mimo niewątpliwych zalet programów optymalizacyjnych posługiwanie się nimi wymaga dużych umiejętności w zakresie elektronicznej techniki obliczeniowej, głębokiej znajomości problemu oraz doświadczenia inżynierskiego i w praktyce nastrocza wiele trudności.

W celu usprawnienia projektowania tranzystorowego generatora mikrofalowego został napisany przez autora program w języku FORTRAN. Był on przeznaczony do wyboru optymalnej impedancji i długości paska realizującego sprzężenie zwrotne oraz określenia wpływu współczynnika odbicia Γ_L na wartość współczynnika odbicia na wejściu elementu aktywnego. Analiza otrzymanych wyników pozwoliła na ocenę wpływu wyżej wymienionych parametrów na możliwości spełnienia warunków generacji w założonym pasmie częstotliwości. Dane programu zawierały po kilka wybranych wartości długości (w mm) i impedancji (w Ω) linii paskowej realizującej sprzężenie zwrotne. Obliczenia były wykonywane dla każdej kombinacji tych parametrów i dla każdej, podanej w danych, często-

liwości z pasma od 1 do 2 GHz. Ponadto, dane zawierały komplet parametrów S tranzystora pomierzonych w układzie OE dla wybranych częstotliwości (tablica 1). Procedura obliczeń została podana w punkcie 3.1 i dla założonego dopasowania na wyjściu układu ($\Gamma_L = 0$) obliczona wartość modułu s_{b11} świadczy o możliwości spełnienia warunku amplitudy. Wyniki programu pozwoliły także na ocenę wpływu modułu i argumentu współczynnika odbicia na wyjściu tranzystora na wartość Γ_A . Prosta zmiana danych w programie pozwala na wykonanie obliczeń dla dowolnych częstotliwości, impedancji i długości linii paskowej w bazie tranzystora generacyjnego oraz dla założonych wartości modułu i argumentu Γ_L . Program ten umożliwia przeprowadzenie podobnych obliczeń przy projektowaniu generatora tranzystorowego w układzie pracy OB dla dowolnego elementu aktywnego o znanej macierzy rozproszenia.

6. TECHNIKA REALIZACJI I PROBLEMY KONSTRUOWANIA UKŁADU

Typową techniką wykonywania układów mikrofalowych jest technika linii paskowych. Zwłaszcza niesymetryczne linie paskowe można wykonać bardzo prosto przez usunięcie zbędnej folii metalowej po jednej stronie laminatu w ten sposób, by powstała zaprojektowana konfiguracja ścieżek. Proste zależności wiążą impedancję linii i przesunięcie fazowe transmitowanego sygnału z ich wymiarami geometrycznymi. Parametry linii paskowych są związane z częstotliwością sygnału i zmieniają się w funkcji przestrajania. Właściwy dobór podłoża (przenikalności względnej) i konfiguracji linii paskowych pozwala na zminiaturyzowanie układu generatora mikrofalowego.

Poważny problem w konstrukcji generatora przestrajanego rezonatorem ferromagnetycznym stanowi prawidłowy dobór pętli sprzęgającej. Gdy rezonator jest sprzężony nadkrytycznie, współczynnik sprzężenia z obwodem generacyjnym jest równy współczynnikowi fali stojącej na wejściu rezonatora i może być mierzony w prosty sposób. Dla określonych rozmiarów rezonatora zmianę współczynnika sprzężenia osiąga się przez zmianę średnicy pętli sprzęgającej. Przy zbyt małej odległości pętli od kulki rezonatora powstają zaburzenia pola wysokiej częstotliwości wokół rezonatora, zbyt duża średnica pętli powoduje natomiast znaczne zmniejszenie współczynnika sprzężenia, co jest powodem, że istnieje optymalna średnica pętli. Zbyt mała pętla powoduje pogorszenie kształtu prążka rezonansowego i może być przyczyną wzbudzenia się prążków harmonicznych a nawet przeskoaku lub zaniku właściwego prążka rezonansowego podczas przestrajania generatora. Należy także zwrócić uwagę na precyzyjne umieszczenie kulki pośrodku szczeliny elektromagnesu, gdyż ma to istotne znaczenie dla zapewnienia jednorodnego natężenia pola magnetycznego wokół rezonatora.

Wybór rodzaju rezonatora ferromagnetycznego podyktowany jest kompromisem pomiędzy wymaganym zakresem przestrajania i dobrocią rezonatora. Możliwe jest niewielkie rozszerzenie tego zakresu w kierunku niższych częstotliwości przez pośrednie podgrzanie ferromagnetyka (zmniejszenie magnetyzacji nasycenia i obniżenie f_m). W wykonanym modelu generatora podgrzewanie rezonatora okazało się niezbędne ze względu na posiadany rodzaj ferromagnetyka i pozwoliło na obniżenie dolnej częstotliwości generacji o około 150 MHz. Ustabilizowanie częstotliwości rezonansowej wymagało ustawienia kulki nie w płaszczyźnie kierunku zewnętrznego pola magnetycznego równoległego do kierunku osi łatwego magnesowania (oś (111), rys. 8), lecz w położeniu $f = f_{(111)} + 0,4 \cdot f_{(100)}$.

Konstrukcja elektromagnesu powinna zapewniać osiągnięcie w szczelinie niezbędnego natężenia pola magnetycznego w całym zakresie przestrajania rezonatora, a szczelina powinna swobodnie mieścić pętlę sprzęgającą umieszczoną równoległe do linii sił pola magnetycznego. Ponadto rdzeń elektromagnesu powinien być wykonany z materiału o małej szerokości krzywej histerezy, np. z permolaju. Znaczne rozmiary elektromagnesu i zwiększony pobór mocy są podstawowymi wadami wynikającymi ze stosowania w układach mikrofalowych rezonatorów ferromagnetycznych.

7. PODSTAWY PROJEKTOWANIA WZMACNIACZY MIKROFALOWYCH, KONSTRUKCJA WZMACNIACZA WSPÓLPRACUJĄCEGO Z WYKONANYM UKŁADEM GENERACYJNYM

Wymagany poziom mocy wyjściowej z generatora może być przyczyną konieczności zastosowania wzmacniacza, który w większości przypadków jest integralną częścią układu i jest realizowany w podobny sposób jak generator, np. z zastosowaniem linii paskowych. Stosowanie wzmacniacza (lub kilku stopni wzmacniających) pociąga za sobą zwiększenie pobieranej mocy i rozmiarów układu. Punktem wyjścia przy projektowaniu wzmacniacza jest określenie jego roli w układzie, co z reguły prowadzi do wyboru metody projektowania na maksymalne wzmocnienie mocy lub minimalny poziom szumów [11]. Oprócz wzmacniaczy szerokopasmowych istnieje możliwość konstrukcji wzmacniaczy wąskopasmowych przestrajanych współbieżnie z generatorem. Jest to szczególnie przydatne w urządzeniach o wysokich wymaganiach odnośnie poziomu szumów i sygnałów pasywnych. Zaletą tego rozwiązania jest duże wzmocnienie uzyskiwane z jednego stopnia wzmacniającego, natomiast wadą, ograniczającą często stosowanie tego typu konstrukcji, są ostre kryteria dotyczące współbieżności przestrajania wzmacniacza i generatora. Ze względu na duże wzmocnienie mocy i bezwzględna stabilność pracy tranzystora dla $f < f_T$ stosowana jest konfiguracja OE, a tranzystor wzmacniający jest, często tego samego typu co tranzystor generacyjny.

Znając macierz rozproszenia tranzystora można obliczyć jego stabilność oraz wzmocnienie mocy dla dowolnego źródła sygnału i obciążenia. Dla określonej częstotliwości warunkiem bezwzględnej stabilności pracy tranzystora jest, by moduły parametrów s_{11} i s_{22} były mniejsze od jedności, a współczynnik stabilności K spełniał następującą zależność:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2 \cdot |s_{12}| \cdot |s_{21}|} > 1 \quad (28)$$

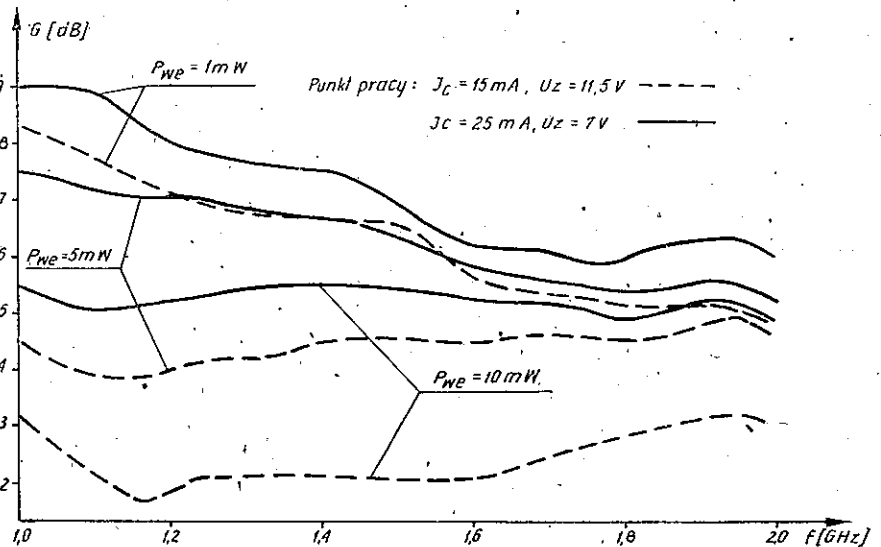
gdzie: $\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$

Znając współczynniki odbicia na wejściu i wyjściu wzmacniacza można obliczyć jego wzmocnienie mocy określane jako stosunek mocy dostarczonej do obciążenia i mocy otrzymanej ze źródła sygnału:

$$G_T = \frac{|s_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_L|^2) \cdot (1 - |\Gamma_S|^2)}{|(1 - s_{11}\Gamma_S) \cdot (1 - s_{22}\Gamma_L) - s_{12}s_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2} \quad (29)$$

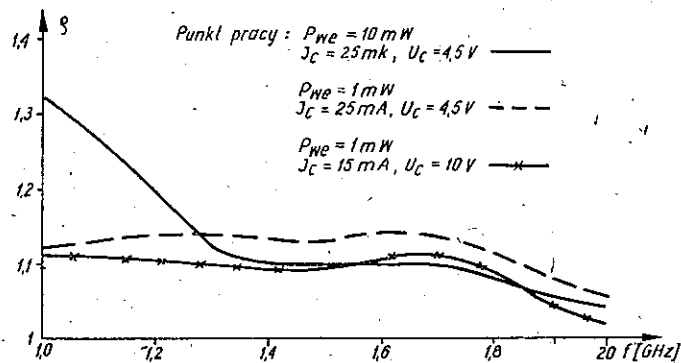
gdzie: Γ_L i Γ_S są odpowiednio współczynnikami odbicia na wyjściu i wejściu wzmacniacza określonymi w stosunku do impedancji charakterystycznej Z_0 .

W wykonanym modelu generatora, aby zwiększyć poziom sygnału wyjściowego został wykonany prosty wzmacniacz szerokopasmowy na takim samym tranzystorze, jak tranzystor generacyjny. Typowy sposób realizacji takiego układu polega na umieszczeniu w obwodach wejściowym i wyjściowym w pewnej odległości od tranzystora strojników (linii paskowych) o odpowiednio dobranej długości. Przyjęto, że wszystkie linie paskowe będą miały impedancję 50Ω , podstawą obliczeń były pomierzone parametry S tranzystora w układzie OE. Ponieważ określone



Rys. 12. Charakterystyki wzmocnienia mocy wzmacniacza dla różnych poziomów mocy wejściowej i punktów pracy tranzystora

z wykresu Smitha impedancje wejściowe i wyjściowe tranzystora nie zmieniały się w znaczny sposób w funkcji częstotliwości, można było przypuszczać, że dobre dopasowanie wzmacniacza uzyska się dla całego pasma częstotliwości. Obliczenia długości linii paskowych zostały wykonane jedynie dla częstotliwości 1,5 GHz, a parametry wykonanego wzmacniacza zostały pomierzone w pasmie od 1 do 2 GHz. Wykonane pomiary wzmocnienia mocy dla różnych poziomów mocy wejściowej oraz różnych punktów pracy tranzystora świadczą o silnej zależności charakterystyki wzmocnienia od wyżej wymienionych parametrów. Wyniki



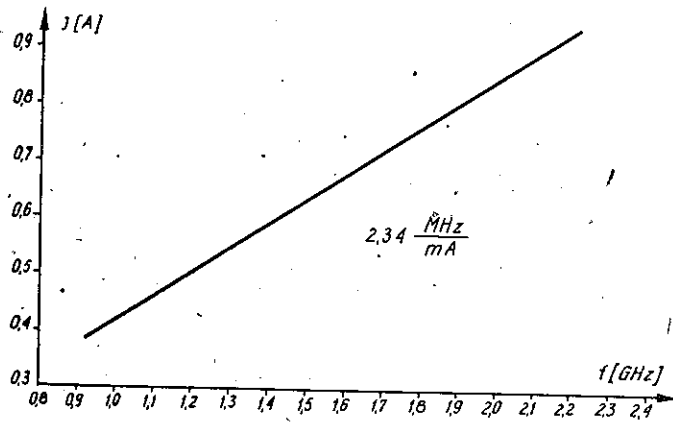
Rys. 13. Wyniki pomiaru niedopasowania wejścia wzmacniacza do układu generacyjnego

przedstawiono na rys. 12. Wzmocnienie mocy wynosiło kilka dB, jednak należy pamiętać, że wzmacniacz był bardzo prosty i został zaprojektowany pod względem dopasowania części generacyjnej i wzmacniającej układu. Pomierzone dopasowanie określone za pomocą współczynnika fali stojącej było bardzo dobre w całym pasmie częstotliwości (rys. 13). Przytoczone wyżej wyniki pomiarów wzmacniacza zadecydowały o jego przydatności w wykonanym modelu generatora, a szczegóły konstrukcyjne są podane w opisie całego układu generacyjnego w punkcie 9. Dopasowanie wyjścia wzmacniacza do obciążenia 50Ω zapewniał transformator impedancji w obwodzie kolektora tranzystora wzmacniającego.

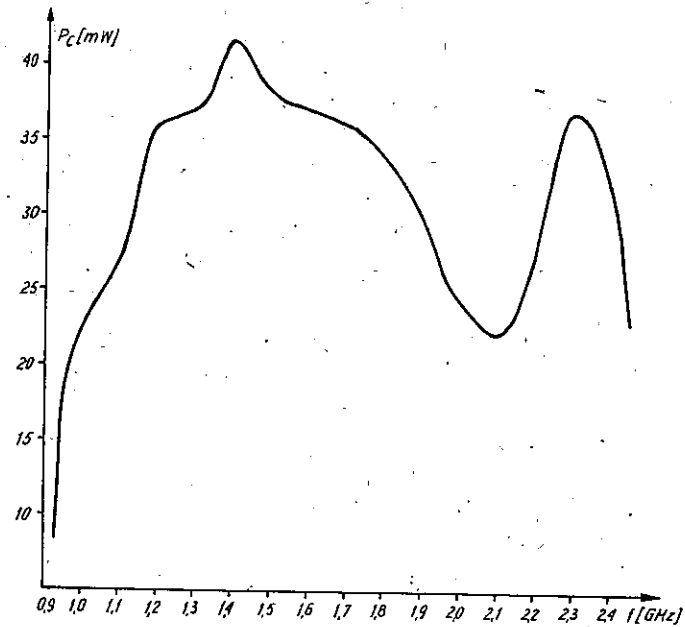
Procedura projektowania wzmacniacza o podobnej konfiguracji linii paskowych pod względem maksymalnego wzmocnienia mocy zawarta jest w literaturze [4].

8. POMIARY CZĘŚCI GENERACYJNEJ ZAPROJEKTOWANEGO UKŁADU GENERATORA MIKROFALOWEGO

Aby sprawdzić projekt wykonano pomiary części generacyjnej układu. Jako sprzężenie rezonatora z obwodem mikrofalowym została wybrana pętla z drutu srebrnego o grubości 0,1 mm i średnicy 1,7 mm. Dla częstotliwości 1,5 GHz



Rys. 14. Wyniki pomiaru liniowości przestrajania rezonatora



f [GHz]	0,93	0,95	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2,0	2,1	2,2	2,3	2,45
P_c [mW]	8	18	23	27	36	37	42	38	37	36	34	30	24	22	28	37	23
f_p [GHz]	-	-	2,0	2,2	2,4	3,6	2,6	3,9	2,8	-	-	-	-	-	-	-	-
$P_c - P_p$ [dB]	-	-	8	6	10	13	24	19	27	-	-	-	-	-	-	-	-

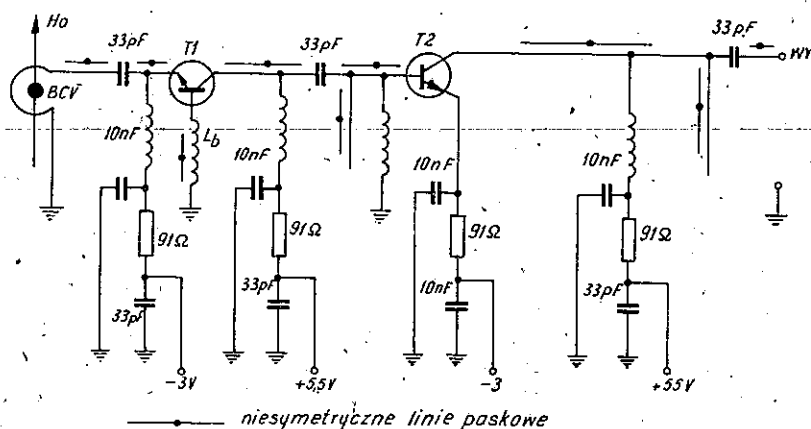
Rys. 15. Charakterystyka mocy wyjściowej w funkcji częstotliwości zaprojektowanego układu generatora mikrofalowego

zmierzona wartość współczynnika sprzężenia wynosiła $\beta = 8$, natomiast dobroć rezonatora $Q_0 = 152$. Na rezonator ferromagnetyczny wybrana została kulka z BCV o średnicy 1 mm, magnetyzacji nasycenia $M_0 = 530$ Oe i połówkowej szerokości prążka rezonansowego $\Delta H = 1,86$ Oe. Teoretyczna wartość dobroci wynikająca z parametrów zastosowanej kulki ferrytowej dla środkowej częstotliwości pasma wynosiła $Q_0 = 193$.

Liniowość przestrajania rezonatora jest określana jako zmiana częstotliwości rezonansowej w funkcji natężenia pola magnetycznego w szczelinie elektromagnesu. W celu uproszczenia pomiaru określono częstotliwość rezonansową w funkcji natężenia prądu płynącego w cewce elektromagnesu. Pomiaru natężenia prądu dokonano mierząc spadek napięcia na rezystorze wzorcowym 1 Ω , a częstotliwość rezonansowa została zmierzona falomierzem. Wyniki pomiarów (przedstawione na rys. 14) wskazują na bardzo dobrą liniowość przestrajania. Histeresa przestrajania była stosunkowo mała i w pasmie od 1 do 2 GHz wynosiła 3,5 MHz. W wybranym punkcie pracy tranzystora i przy podgrzewanej kulce rezonatora wyniki dotyczące zakresu przestrajania, poziomu mocy wyjściowej (generatora ze wzmacniaczem) i generowanych częstotliwości podano na rys. 15. Szczególnie niepożądanym zjawiskiem było wystąpienie w początkowym zakresie przestrajania prążków harmonicznym, mimo iż ich względny poziom mocy był znacznie niższy od poziomu mocy prążka głównego. Powstawały one w części generacyjnej układu i próby wyeliminowania ich przez odpowiedni dobór pętli sprzęgającej i warunków zasilania nie przyniosły zadowalających rezultatów.

9. OPIS WYKONANEGO UKŁADU GENERACYJNEGO OMÓWIENIE OTRZYMANYCH WYNIKÓW I PORÓWNANIE ICH Z PARAMETRAMI MIKROFALOWYCH GENERATORÓW TRANZYSTOROWYCH PRODUKOWANYCH PRZEZ CZOŁOWE ŚWIATOWE FIRMY

Cały układ generacyjny wykonany został na laminacie teflonowo-szklanym o przenikalności względnej $\epsilon_r = 2,65$ i grubości 1 mm. Wszystkie linie paskowe układu, oprócz linii realizującej sprzężenie zwrotne umieszczonej w bazie tranzystora generacyjnego, miały z założenia impedancję charakterystyczną 50 Ω . Oba tranzystory były typu BFR 93 produkcji Philipsa i miały jednakowy punkt pracy: $U_{CE} = 8,5$; $I_C = 25$ mA. Kulka rezonatora ferromagnetycznego została przyklejona do pręcika ceramicznego połączonego z mosiężnym prętem wspornikowym. Wspornik ten miał możliwość obracania się w uchwycie mocującym przytwierdzonym do laminatu i tym samym orientacji położenia kulki w zewnętrznym polu magnetycznym. Na pręcie wspornikowym znajdował się grzejnik z drutu oporowego, który umożliwiał pośrednie podgrzanie rezonatora. Pętla sprzęgająca otaczała centrycznie kulkę rezonatora oraz była przylutowana do spodu laminatu



Rys. 16. Schemat elektryczny zaprojektowanego generatora z jednostopniowym wzmacniaczem

(pokrytego folią miedzianą) i do odcinka linii, zawierającej kondensator monolityczny 33 pF, łączącej pętlę z emiterem tranzystora generacyjnego. W bazie tego tranzystora znajdował się odcinek linii paskowej, zwartej na końcu o impedancji charakterystycznej 70Ω i długości 9 mm, realizujący sprzężenie zwrotne. Kondensatory monolityczne o pojemności 33 pF umieszczone w kolektorach obu tranzystorów umożliwiały oddzielenie zasilania obu przyrządów półprzewodnikowych i izolację obwodu mikrofalowego od napięć polaryzacji.

Tranzystor wzmacniający umieszczono między liniami paskowymi o długości 6 mm (w obwodzie bazy) i 27 mm (w obwodzie kolektora) zawierającymi strojniki rozwarte na końcach o długościach 11 mm (po stronie bazy tranzystora) i 12 mm (od strony kolektora) zapewniającymi dopasowanie do obwodu generacyjnego i obciążenia. Napięcia zasilające zostały doprowadzone przez dławiki w.c.z., a kondensatory monolityczne w obwodach zasilania zapewniały blokadę napięć w.c.z. Płytkę układu przymocowana była do elektromagnesu w ten sposób, by rezonator był umieszczony dokładnie w środku szczeliny, a wyjście układu zakończone było gniazdem OSM. Schemat elektryczny wykonanego generatora ze wzmacniaczem pokazano na rys. 16. Elektromagnes został wykonany z transformatora o rdzeniu z izolowanych płytek permalojowych w kształcie liter E i I o grubości 0,1 mm, a szczelina powstała przez wycięcie przerwy około 4 mm w środkowej części rdzenia. Cewka elektromagnesu zawierała 295 zwojów drutu miedzianego o średnicy 0,8 mm. Otrzymano bardzo dobrą liniowość przestrajaną z czułością $2,34 \text{ MHz}/\text{mA}$, a histereza przestrajaną w pasmie 1–2 GHz wynosiła 3,5 MHz. Prosty wzmacniacz mikrofalowy zapewniał dobre dopasowanie i wzmocnienie rzędu kilku dB w całym pasmie przestrajaną.

Wykonany model generatora generował w pasmie od 0,96 do 2,45 GHz z poziomem mocy wyjściowej większym od 20 mW i mocą maksymalną 42 mW. Konieczne okazało się dla wybranego rezonatora (kulka BCV) podgrzewanie

Tablica 4. Przykłady produkowanych mikrofalowych generatorów tranzystorowych

Firma	Model	Zakres częstotliw, [GHz]	Moc wyjściowa [mW]	Zmienność mocy wyjściowej [dB]	Histeresa [MHz]	Wzmacniacz mocy
Systron -Donner	SDYX-3037	0,5-1,0	≥ 50	< 5	2	+
	SDYX-3033	1,0-2,0	≥ 50	≤ 5	6	+
	SDYX-3035	2,0-4,0	≥ 50	< 5	5	+
Sivers	PM 7020L	1,0-2,0	≥ 30	< 4	3	+
	PM 7104M	2,0-4,0	≥ 30	≤ 4	5	+
Avantek	AV-7104M	1,0-2,2	≥ 40	≤ 3	1,7	+
	AV-7208M	2,0-8,0	≥ 10	≤ 6	8	+
	AV-7803M	8,0-12,4	≥ 4	≤ 6	8	+
Omniyig	YOM 40	1,0-4,0	≥ 40	≤ 5	4	+
	YOS 20	2,0-4,0	≥ 20	≤ 4	4	+

ferromagnetyka w celu osiągnięcia dolnej częstotliwości założonego pasma generacji.

Pomiary umożliwiły porównanie wykonanego generatora z przykładami tranzystorowych generatorów mikrofalowych produkcji czołowych światowych firm przedstawionymi w tablicy 4. Podstawowym parametrem, który należy porównać, jest względny zakres przestrajania wyrażony stosunkiem szerokości generowanego pasma do jego częstotliwości środkowej. Dla wykonanego układu wynosi on 87% dla poziomu mocy wyjściowej 20 mW, podczas gdy dla większości podanych przykładów przyjmuje on wartość około 70%. Jedyne dla generatora YOM 40 produkowanego przez firmę Omniyig i generatora AV 7208M firmy Avantek parametr ten jest większy i wynosi 120%. Bezwzględny poziom mocy wyjściowej trudno jest porównywać, gdyż firmy nie podają w katalogach i prospektach liczby stopni wzmacniających, jednak otrzymana sprawność wynosząca dla skonstruowanego generatora 10% (bez uwzględnienia mocy pobieranej przez elektromagnes) jest typowa dla tego typu układów. Zarówno zmienność poziomu mocy wyjściowej w pasmie od 1 do 2 GHz mniejsza od 3,5 dB, jak i histeresa przestrajania 3,5 MHz są porównywalne z parametrami podanych przykładów generatorów.

WYKAZ LITERATURY

1. Besser L.: Computerized optimization of microwave oscillators. Wescon Technical Papers, vol. 17, 1973.
2. Dydyk M.: Ferrimagnetically Tunable Transistor Oscillators. The Microwave Journal, February 1970, pp. 65-70.
3. End Guessing in Oscillator Design. Microwaves, vol. 9, No 10, October 1970.
4. Froehner W. H.: Quick amplifier design with scattering parameters. Electronics, vol. 40, October 1967.
5. Ginzton E. L.: Miernictwo mikrofalowe. PWT, Warszawa 1961.
6. Gololobow W. P., Cymbal W. I., Szielamow G. N.: Issledowanie poluprowadnikowych gieniatorów SWCz s magnitnoj pieriestrojkoj. Radioelektronika, tom 17, Nr 10, 1970, str. 107-110.
7. Heyboer T. L., Emery K. E.: YIG-Tuned GaAs FET Oscillators. IEEE MTT International Microwave Simposium Digest 1976.
8. Le Ttron Y., Barvet S., Obregon J.: Broadband YIG Tuned FET Oscillators. 8-th European Microwave Conference, Paris, September 4-9. 1978, pp. 274-278.
9. Litwin R., Suski M.: Technika mikrofalowa. WNT, Warszawa 1972.
10. Ollivier P. M.: Microwave YIG-Tuned Transistor Oscillator Amplifier Design: Application to C. Band. IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. sc-7, No 1, February 1972, pp. 54-60.
11. Salomon S. K.: A 1,1 to 2,4 GHz transistor amplifier with low noise figure and good power match. The Radio and Electronic Engineer, vol. 49, No 3, March 1979, pp. 141-144.
12. Semiconductors and integrated circuits. Philips catalog part 4a, November 1974.
13. Soohoo R. F.: Teoria i zastosowanie ferrytów. PWN, Warszawa 1966.
14. S-Parameters Simplifi Accurate VCO Design. Microwaves, vol. 14, May 1975, pp. 34-40.
15. Szielamow G. N.: Issledowanie transistornogo SWCz gieniatora pieriestraiwaiemogo s pomoszczju ferritowego rezonatora.
16. Winert F.: Scattering Parameters Speed Design of High-Frequency Transistor Circuits. Electronics, vol. 39, September 1966.

Андрей Микински

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МИКРОВОЛНОВОГО ТРАНЗИСТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА
С НАСТРОЙКОЙ ПРИ ПОМОЩИ ФЕРРОМАГНИТНОГО РЕЗОНАТОРА

Резюме

В статье рассмотрено теоретические основы проектирования широкополосного микроволнового транзисторного генератора и составляющего с ним целость усилителя мощности. Настройка генератора проводится с помощью ферромагнитного резонатора. Описано конструкцию модели проектируемого генератора, исполненного техникой несимметричных открытых линий (ленточных) с возможностью настройки в диапазоне от 1 до 2 ГГц.

Для целей проектирования и оптимизации генерационных схем этого типа рассмотрено здесь применение ЭВМ и подана программа, которая должна найти применение при проектировании модели генератора. Представлено здесь тоже результаты измерений разработанного типа генератора.

Andrzej Mikiński

DESIGNING OF MICROWAVE TRANSISTORED GENERATOR TUNED BY MEANS OF FERROMAGNETIC RESONATOR

Summary

In the paper the theoretical principles of designing a wide range microwave transistored generator integrated with the power amplifier have been presented. The tuning of the generator is carried out by means of a ferromagnetic resonator. The construction of the designed generator model realized in the asymmetric strip line technique and tuned in the frequency range from 1 to 2 GHz has been described. For designing and optimization of the generating systems of this type the application of computers has been foreseen and the programs which should be applied to the generator have been presented.

In conclusion the measurement results of the designed generator have also been presented.

Andrzej Mikiński

ÉLABORATION DES PROJETS DU GÉNÉRATEUR DES MICROONDES A TRANSISTOR REGLÉ PAR UN RÉSONATEUR FERROMAGNÉTIQUE

Résumé

On a examiné les principes théoriques d'élaboration du projet d'un générateur de microondes à large gamme de fréquences, à transistors, formant l'intégrité avec un amplificateur de puissance. Le réglage du générateur s'affectue au moyen d'un résonateur ferrromagnétique. On a décrit la construction du modèle du générateur conçu, réalisé en technique de guides d'ondes à rubans asymétriques ayant la possibilité du réglage de la fréquence de 1 à 2 GHz.

Aussi a-t-on examiné l'utilisation des ordinateurs pour l'élaboration des projets et l'optimisation des systèmes générateurs. On a présenté le programme qui peut être employé pour l'élaboration des projets du modèle de générateur. Enfin sont envisagés les résultats de mesures du générateur élaboré.

Andrzej Mikiński

PROJEKTIERUNG EINES MITTELS FERROMAGNETISCHEN RESONATORS DURCHSTIMMBAREN MIKROWELLENTRANSISTORGENERATORS

Zusammenfassung

In dem Artikel wurden theoretische Grundlagen der Projektierung eines breitbandigen und mit Leistungsverstärker verbundenen Mikrowellentransistorgenerators besprochen.

Die Durchstimmung des Generators erfolgt mittels ferromagnetischen Resonators. Es wurde die Struktur des in der Technik der asymmetrischen Streifenleitungen gebauten und im Frequenzbereich 1 bis 2 GHz durchstimmbaren Generatormodells beschrieben.

Es wurden auch die Möglichkeiten der Verwendung einer elektronischen Rechenmaschine für Projektierung und Optimierung solcher Generatorschaltungen dargestellt und das bei Projektierung des Generatormodells verwendete Rechnungsprogramm beschrieben und die Meßresultate des berechneten Generators angegeben.

1

2

3

4

5

6

7

8

9

10

11

12

13

14

15

16

17

18

19

20

21

22

23

24

25

26

27

28

29

30

31

32

33

34

35

36

37

38

39

40

41

42

43

44

45

46

47

48

49

50

51

52

53

54

55

56

57

58

59

60

61

62

63

64

65

66

67

68

69

70

71

72

73

74

75

76

77

78

79

80

81

82

83

84

85

86

87

88

89

90

91

92

93

94

95

96

97

98

99

100

Jerzy Dudziewicz
Romuald Białobrzeski

621.317.34

MINIMALNA CZĘSTOTLIWOŚĆ PRÓBKOWANIA SYGNAŁU LOSOWEGO PRZY POMIARZE JEGO MOCY ŚREDNIEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 13.IV.1980 r.

W artykule omówiono zagadnienia związane z określeniem minimalnej częstotliwości próbkowania sygnału losowego, przy pomiarze jego mocy średniej. Wyznaczono zależność wiążącą częstotliwość próbkowania z czasem uśredniania, względnym błędem pomiaru i prawdopodobieństwem wykonania poprawnego pomiaru oraz współczynnikiem zmienności mocy chwilowej mierzonego sygnału. Podano przykłady obliczeniowe i wyznaczono (w dodatku) wartości ww. współczynnika zmienności dla sygnałów o typowych rozkładach.

1. WSTĘP

Bardzo istotną sprawą dotyczącą cyfrowego miernika mocy średniej sygnałów losowych pracującego na zasadzie próbkowania jest określenie minimalnej częstotliwości próbkowania mierzonego sygnału losowego. Należy więc wyznaczyć minimalną liczebność próby n , jaką należy „pobrać” z sygnału, aby z prawdopodobieństwem nie mniejszym niż P można było twierdzić, że wyznaczona przez miernik wartość mocy średniej będzie się różniła od wartości rzeczywistej mniej niż o dowolnie małą liczbę ε .

2. ANALIZA ZAGADNIENIA

Niech będzie dany sygnał losowy będący realizacją procesu losowego stacjonarnego i ergodycznego w węższym sensie. Sygnał ten (napiecie) dołączony do wejścia miernika mocy średniej jest próbkowany z częstotliwością f [Hz], a zatem w ciągu 1 s zostanie pobranych $n = f$ próbek o losowo zmieniającej się amplitu-

dzie. Zakłada się przy tym, że czas trwania próbki (jej szerokość) jest do pominięcia względem okresu próbkowania i że próba jest prosta¹⁾.

Na podstawie dokonanych założeń przyjmuje się więc, że dany ciąg $x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n$ wartości napięć chwilowych sygnału (po próbkowaniu) jest realizacją ciągu zmiennych losowych $X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_n$.

Niech interesująca zmienna losowa — estymator mocy średniej sygnału za określony przedział czasu — oznaczona będzie przez:

$$Y_n = \frac{X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_i^2 + \dots + X_n^2}{n} \quad (1)$$

Wartość oczekiwana tej zmiennej losowej wynosi

$$E[Y_n] = \frac{E[X_1^2] + E[X_2^2] + \dots + E[X_i^2] + \dots + E[X_n^2]}{n} \quad (2)$$

Biorąc pod uwagę podane założenia można stwierdzić, że rozkład każdej zmiennej losowej X_i ($i = 1, 2, \dots, n$) jest taki sam, a więc:

$$E[X_1^2] = E[X_2^2] = \dots = E[X_i^2] = \dots = E[X_n^2] = E[X^2] \quad (3)$$

gdzie X jest dowolną zmienną losową (napięciem chwilowym) rozpatrywanego ciągu.

Uwzględniając wzory (2) i (3) można więc napisać, że:

$$E[Y_n] = E[X^2] \quad (4)$$

W podobny sposób można wyznaczyć wariancję zmiennej losowej Y_n , która równa się:

$$\begin{aligned} D^2[Y_n] &= D^2 \left[\frac{X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_i^2 + \dots + X_n^2}{n} \right] = \\ &= \frac{D^2[X_1^2] + D^2[X_2^2] + \dots + D^2[X_i^2] + \dots + D^2[X_n^2]}{n^2} \end{aligned} \quad (5)$$

I w tym przypadku

$$D^2[X_1^2] = D^2[X_2^2] = \dots = D^2[X_i^2] = \dots = D^2[X_n^2] = D^2[X^2] \quad (6)$$

Wobec tego:

$$D^2[Y_n] = \frac{D^2[X^2]}{n} \quad (7)$$

¹⁾ Zakładając, iż próba jest prosta, implikuje się, że proces stochastyczny, reprezentujący sygnał losowy musi mieć wartości niezależne, tzn. jeżeli $x(t)$ jest tym procesem, to dla dowolnych chwil t_1 i t_2 zmienne losowe $X(t_1)$ oraz $X(t_2)$ są niezależne (szum biały). Należy zwrócić uwagę na to, że to założenie znacznie ogranicza klasę sygnałów, dla których uzasadnione jest stosowanie dalej opisanej metody.

Korzystając z nierówności Czebyszewa [2] można napisać:

$$P_r\{|Y_n - E[Y_n]| \geq \varepsilon\} < \frac{D^2[Y_n]}{\varepsilon^2} \quad (8)$$

lub

$$P_r\{|Y_n - E[Y_n]| < \varepsilon\} > 1 - \frac{D^2[Y_n]}{\varepsilon^2} \quad (9)$$

Uwzględniając wzory (4) i (7) można przepisać wzór (9) w następującej postaci:

$$P_r\{|Y_n - E[X^2]| < \varepsilon\} > 1 - \frac{D^2[X^2]}{\varepsilon^2 n} \quad (10)$$

Chodzi teraz o to, aby wartość wyrażenia $1 - \frac{D^2[X^2]}{\varepsilon^2 n}$ nie była mniejsza od zadanej wartości prawdopodobieństwa P , że błąd pomiaru mocy średniej nie będzie większy od ε , tzn., że ma obowiązywać następująca zależność:

$$1 - \frac{D^2[X^2]}{\varepsilon^2 n} \geq P \quad (11)$$

skąd

$$n \geq \frac{D^2[X^2]}{\varepsilon^2(1-P)} = \frac{\frac{D^2[X^2]}{E^2[X^2]}}{\frac{\varepsilon^2(1-P)}{E^2[X^2]}} = \frac{v^2}{\Delta^2(1-P)}, \quad (12)$$

gdzie wprowadzono następujące symbole:

$$v = \frac{D[X^2]}{E[X^2]}, \quad (13)$$

oznaczający współczynnik zmienności zmiennej losowej X^2 — mocy chwilowej oraz (por. wzór 4)

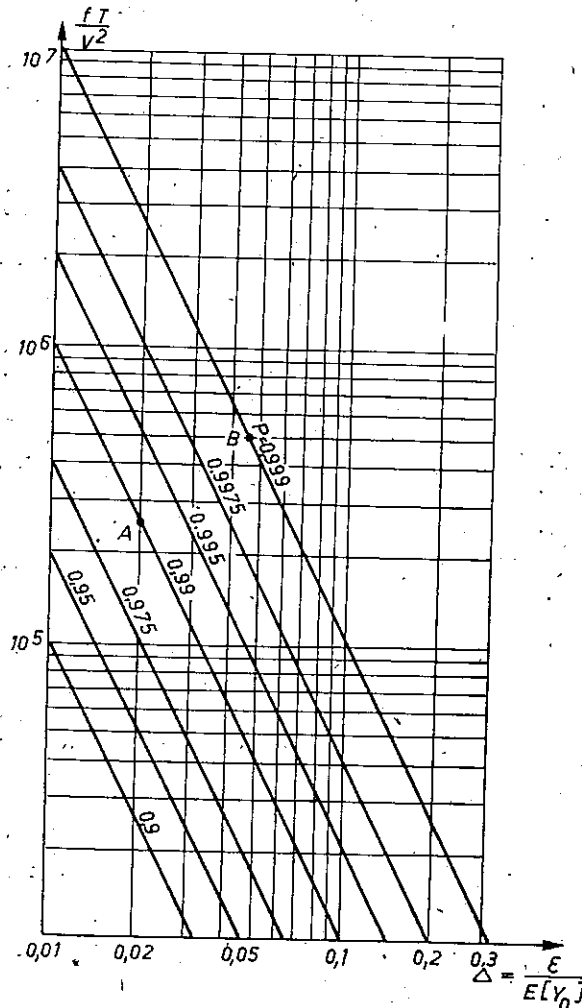
$$\Delta = \frac{\varepsilon}{E[X^2]} = \frac{\varepsilon}{E[Y_n]} \quad (14)$$

oznaczający względny (dopuszczalny) błąd pomiaru mocy średniej.

Tak więc ostatecznie można wyznaczyć częstotliwość powtarzania impulsów próbkujących f [Hz] dla danej wartości czasu uśredniania (pomiaru) T [s] z następującej zależności (por. wzór 12):

$$f = \frac{n}{T} \geq \frac{v^2}{\Delta^2(1-P)T} \quad (15)$$

Na rysunku 1 przedstawiono charakterystyki znormowanej częstotliwości próbkowania $\Delta = \frac{fT}{v^2}$ w zależności od dopuszczalnego błędu względnego pomiaru



Rys. 1. Charakterystyki znormowanej częstotliwości próbkowania $\frac{fT}{v^2}$ w zależności od względnego błędu pomiaru mocy średniej Δ dla różnych wartości prawdopodobieństwa P wykonania poprawnego pomiaru

mocy średniej $\Delta = \frac{\epsilon}{E[Y_n]}$ przy parametrze P reprezentującym prawdopodobieństwo wykonania poprawnego pomiaru.

Z analizy wzoru (15) wynika, że wartości Δ , P i T są wartościami zadanymi w danym eksperymencie pomiarowym, natomiast wartość parametru v wyrażonego wzorem (13) zależy od rozkładu zmiennej losowej X (napięcia chwilowego badanego sygnału). Znajac rozkład tej zmiennej losowej X (napięcia) można łatwo wyznaczyć rozkład zmiennej losowej Y (mocy):

$$Y = a^2 X^2 \quad (16)$$

Zakładając, że funkcja gęstości prawdopodobieństwa zmiennej losowej X jest $f(x)$, można wykazać, że funkcja gęstości prawdopodobieństwa zmiennej losowej Y wyraża się następującym wzorem [2]:

$$\varphi(y) = \begin{cases} \frac{f\left(\frac{\sqrt{y}}{a}\right) - f\left(-\frac{\sqrt{y}}{a}\right)}{2a\sqrt{y}} & \text{dla } y > 0 \\ 0 & \text{dla } y < 0 \end{cases} \quad (17)$$

W dodatku wyznaczono wartości współczynnika zmienności v zmiennej losowej $Y = a^2 X^2$ dla kilku typów rozkładów zmiennej losowej X .

3. PRZYKŁADY OBLICZENIOWE

A. Załóżmy, że należy zmierzyć moc średnią jednonominutową sygnału o pierwiastkowym rozkładzie wartości chwilowych napięcia zakładając, że z prawdopodobieństwem 99% względny błąd pomiaru wywołany skończoną liczbą próbek ma nie przekroczyć 2%. Jaka ma być minimalna częstotliwość próbkowania?
Rozwiązanie

Stosując wzór (15) i podstawiając $P = 0,99$, $\Delta = 0,02$, $T = 60$ s i $v = 4,92$ (por. Dodatek D. 4) uzyskuje się (por. także punkt A na rysunku 1):

$$f = \frac{v^2}{\Delta^2(1-P)T} = \frac{4,92^2}{0,02^2(1-0,99)60} \cong 10^5 \text{ Hz} = 100 \text{ kHz} \quad (18)$$

B. Wyznaczyć względny błąd pomiaru mocy średniej jednosekundowej sygnału o normalnym rozkładzie wartości chwilowej napięcia zakładając, że prawdopodobieństwo przekroczenia tego błędu wynosi 0,1% i częstotliwość próbkowania równa jest 1 MHz.
Rozwiązanie

Ze wzoru (15) wynika dla $P = 0,999$, $T = 1$ s, $v = \sqrt{2}$ (por. dodatek D.3) i $f = 10^6$ Hz, że (por. także punkt B na rysunku 1):

$$\Delta = \frac{v}{\sqrt{f(1-P)T}} = \sqrt{\frac{2}{10^6(1-0,999)1}} \cong 45 \cdot 10^{-3} = 4,5\% \quad (19)$$

UWAGA: Nierówność Czebyszewa, która jest używana w celu otrzymania nierówności (12), daje wynik z dużym „zapasem”. Posługując się centralnym twierdzeniem granicznym Lindeberga — Levy’ego można by otrzymać następujące rezultaty:

- w przykładzie A — częstotliwość $f \cong 6,7$ kHz,
- w przykładzie B — błąd względny $\Delta \cong 0,46\%$.

**WYZNACZENIE WARTOŚCI WSPÓŁCZYNNIKA
ZMIENNOŚCI V ZMIENNEJ LOSOWEJ $Y = a^2 X^2$
DLA KILKU TYPÓW ROZKŁADÓW ZMIENNEJ LOSOWEJ X**

D.1. Rozkład dwupunktowy

Zmienna losowa X przyjmuje tylko dwie wartości z prawdopodobieństwem

$$\left. \begin{aligned} \Pr \{X = x_1\} &= q \\ \Pr \{X = x_2\} &= 1 - q \end{aligned} \right\} \quad (\text{D-1})$$

Po operacji kwadratowania typ rozkładu nie zmienia się; gdyż

$$\left. \begin{aligned} \Pr \{Y = a^2 x_1^2\} &= q \\ \Pr \{Y = a^2 x_2^2\} &= 1 - q \end{aligned} \right\} \quad (\text{D-2})$$

Wartość oczekiwana

$$E[Y] = (a^2 x_1^2) q + (a^2 x_2^2) (1 - q) = a^2 [x_1^2 q + x_2^2 (1 - q)] \quad (\text{D-3})$$

Wariancja:

$$\begin{aligned} D^2[Y] &= [a^2 x_1^2 - E[Y]]^2 q + [a^2 x_2^2 - E[Y]]^2 (1 - q) = \\ &= q (1 - q) a^4 (x_2^2 - x_1^2)^2 \end{aligned} \quad (\text{D-4})$$

Stąd odchylenia standardowe

$$D[Y] = \sqrt{q(1-q)} a^2 (x_2^2 - x_1^2) \quad (\text{D-5})$$

Zatem współczynnik zmienności zmiennej losowej Y wynosi:

$$v = \frac{D[Y]}{E[Y]} = \frac{\sqrt{q(1-q)} (x_2^2 - x_1^2)}{x_1^2 q + x_2^2 (1 - q)} \quad (\text{D-6})$$

W szczególności dla $q = \frac{1}{2}$

$$v = \frac{x_2^2 - x_1^2}{x_2^2 + x_1^2} \quad (\text{D-7})$$

Jeżeli poza tym $\frac{x_2}{x_1} \rightarrow \infty$, to $v \rightarrow 1$.

D.2. Rozkład jednostajny

Niech zmienna losowa X ma rozkład, którego gęstość prawdopodobieństwa można przedstawić jako ($d = \text{const}$)

$$f(x) = \frac{1}{2d} \quad (\text{D-8})$$

Po operacji kwadratowania gęstość prawdopodobieństwa zmiennej Y zgodnie z (17) wynosi

$$\varphi(y) = \frac{1}{2ad\sqrt{y}} \quad (\text{D-9})$$

Wartość oczekiwana zmiennej Y

$$E[Y] = \int_{-\infty}^{\infty} y \varphi(y) dy = \frac{1}{2ad} \int_0^{(ad)^2} y^{1/2} dy = \frac{(ad)^2}{3} \quad (\text{D-10})$$

Wariancja zmiennej Y

$$\begin{aligned} D^2[Y] &= \int_{-\infty}^{\infty} [y - E[Y]]^2 \varphi(y) dy = \frac{1}{2ad} \int_0^{(ad)^2} \left[y - \frac{(ad)^2}{3} \right]^2 \frac{1}{\sqrt{y}} dy = \\ &= \frac{4}{45} (ad)^4 \end{aligned} \quad (\text{D-11})$$

Zatem odchylenie standardowe

$$D[Y] = \frac{2}{\sqrt{45}} (ad)^2 \quad (\text{D-12})$$

A więc współczynnik zmienności

$$v = \frac{D[Y]}{E[Y]} = \frac{2(ad)^2}{\sqrt{45}} \frac{3}{(ad)^2} = \frac{2}{\sqrt{5}} \approx 0,8944 \quad (\text{D-13})$$

D.3. Rozkład normalny

Dla rozkładu normalnego gęstość prawdopodobieństwa można przedstawić w postaci¹⁾

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{D-14})$$

Na podstawie (17) dla $y > 0$ otrzymuje się:

$$\varphi(y) = \frac{e^{-\frac{y}{2\sigma^2 a^2}} + e^{-\frac{y}{2\sigma^2 a^2}}}{\sigma\sqrt{2\pi} 2a\sqrt{y}} = \frac{e^{-\frac{y}{2\sigma^2 a^2}}}{a\sigma\sqrt{2\pi}\sqrt{y}} \quad (\text{D-15})$$

Jest to gęstość prawdopodobieństwa rozkładu gamma o postaci

$$\varphi(y) = \frac{c^d}{\Gamma(d)} y^{d-1} e^{-cy} \quad (\text{D-16})$$

¹⁾ Przyjęto dla uproszczenia, że $E[X] = 0$.

gdzie:

$$c = \frac{1}{2\sigma^2 a^2} \quad (\text{D-17})$$

$$d = \frac{1}{2} \quad (\text{D-18})$$

Wartość oczekiwana takiej zmiennej losowej wynosi [2]

$$E[Y] = \frac{d}{c} \quad (\text{D-19})$$

a odchylenie standardowe

$$D[Y] = \frac{\sqrt{d}}{c} \quad (\text{D-20})$$

Zatem współczynnik zmienności

$$v = \frac{D[Y]}{E[Y]} = \frac{\frac{\sqrt{d}}{c}}{\frac{d}{c}} = \frac{1}{\sqrt{d}} = \sqrt{2} \quad (\text{D-21})$$

D.4. Rozkład pierwiastkowy

Dla rozkładu pierwiastkowego gęstość prawdopodobieństwa można przedstawić w postaci:

$$f(x) = A e^{-2\sqrt{A}\sqrt{x}} \quad (\text{D-22})$$

Na podstawie (17) dla $y > 0$ otrzymuje się:

$$\varphi(y) = \frac{A}{a} \frac{e^{-2\sqrt{\frac{A}{a}}\sqrt{y}}}{\sqrt{y}} \quad (\text{D-23})$$

Wartość oczekiwana tej zmiennej losowej

$$E[Y] = \frac{A}{a} \int_0^{\infty} \sqrt{y} e^{-2\sqrt{\frac{A}{a}}\sqrt{y}} dy = \frac{15a^2}{2A^2}, \quad (\text{D-24})$$

a odchylenie standardowe:

$$D[Y] = \sqrt{\frac{A}{a} \int_0^{\infty} y^2 \frac{e^{-2\sqrt{\frac{A}{a}}\sqrt{y}}}{\sqrt{y}} dy - E^2[Y]} = \frac{33\sqrt{5} a^2}{2A^2} \quad (\text{D-25})$$

Zatem współczynnik zmienności zmiennej losowej Y wynosi:

$$v = \frac{D[Y]}{E[Y]} = \frac{33\sqrt{5}}{15} \approx 4,92 \quad (\text{D-26})$$

D.5. Sygnał sinusoidalny

Sygnał harmoniczny (np. sinusoidalny) o stałej amplitudzie A i stałej częstotliwości f_0 można rozpatrywać jako zmienną losową, jeżeli faza początkowa θ jest zmienną losową. Jeżeli na przykład faza θ ma jednostajną gęstość prawdopodobieństwa w przedziale $(0, 2\pi)$, to gęstość prawdopodobieństwa sygnału harmonicznego można przedstawić za pomocą zależności:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{A_0^2 - x^2}} & \text{dla } |x| < A \\ 0 & \text{dla } |x| > A \end{cases} \quad (\text{D-27})$$

Na podstawie zależności (17) dla $y > 0$ otrzymuje się:

$$\varphi(y) = \frac{1}{\pi \sqrt{y} \sqrt{a^2 A^2 - y}} \quad (\text{D-28})$$

Wartość oczekiwana tej zmiennej losowej:

$$E[Y] = \frac{1}{\pi} \int_0^{a^2 A^2} \frac{\sqrt{y}}{\sqrt{a^2 A^2 - y}} dy = \frac{a^2 A^2}{2} \quad (\text{D-29})$$

Odchylenie standardowe:

$$D[Y] = \sqrt{D^2[Y]} = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} [y - E[Y]]^2 \varphi(y) dy} = \frac{a^2 A^2}{2\sqrt{2}} \quad (\text{D-30})$$

Zatem współczynnik zmienności zmiennej losowej Y wynosi:

$$v = \frac{D[Y]}{E[Y]} = \frac{\sqrt{2}}{2} \approx 0,707. \quad (\text{D-31})$$

WYKAZ LITERATURY

1. Dudziewicz J., Białobrzęski R.: Błędy kwantyzacji miernika mocy średniej sygnałów losowych. Prace Instytutu Łączności, nr 84.
2. Fisz M.: Rachunek prawdopodobieństwa i statystyka matematyczna. PWN, Warszawa 1969.

Евгений Дудзевич
Ромуальд Бялобжецкий

МИНИМАЛЬНАЯ ЧАСТОТА ВЫБОРКИ СЛУЧАЙНОГО СИГНАЛА ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ЕГО СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ

Резюме

В статье рассмотрены вопросы определения минимальной частоты выборки случайного сигнала при измерении его средней мощности. Установлена зависимость, существующую между частотой выборки и временем усреднения, относительной погрешностью измерения, вероятностью проведения достоверного измерения и коэффициентом вариации мгновенных

значений мощности измеряемого сигнала. Предложены расчетные примеры и вычислены (в приложении) значения выше указанного коэффициента вариации, сигналов с типичным распределением.

Jerzy Dudziewicz
Romuald Bialobrzeski

MINIMAL SAMPLING FREQUENCY OF RANDOM SIGNAL WHEN MEASURING ITS MEAN POWER

Summary

In the paper the problems of determining the minimal sampling frequency of a random signal when measuring its mean power have been discussed. The relation has been indicated existing between the sampling frequency and the averaging time, the measurement relative error, the probability of correct measurement and the variation coefficient of the instantaneous power of the measured signal. The calculation examples have been presented and the values of the above mentioned variation coefficient for the signals with typical distribution have been cited in the appendix.

Jerzy Dudziewicz
Romuald Bialobrzeski

FREQUENCE MINIMUM D'ECHANTILLONNAGE DU SIGNAL ALEATOIRE AU COURS DE MESURE DE SA PUISSANCE MOYENNE

Résumé

Dans l'article sont présentés les problèmes concernant la fréquence minimum d'échantillonnage du signal aléatoire pendant les mesures de sa puissance moyenne. On a indiqué la relation entre la fréquence d'échantillonnage et la durée d'intégration, l'erreur relative de mesure, la probabilité d'exécution d'une mesure correcte et le coefficient de variation de la puissance instantanée du signal mesuré. Les exemples de calcul sont présentés et les valeurs du susdit coefficient de variation pour les signaux ayant des distributions typiques sont annexées.

Jerzy Dudziewicz
Romuald Bialobrzeski

MINIMALE ABTASTFREQUENZ EINES STOCHASTISCHEN SIGNALS BEI MESSUNG SEINER MITTLEREN LEISTUNG

Zusammenfassung

In dem Artikel wurde das mit der Bestimmung der minimalen Abtastfrequenz eines stochastischen Signals bei Messung seiner mittleren Leistung verbundene Problem besprochen. Es wurde die Abhängigkeit zwischen der Abtastfrequenz und der Integrationszeit, dem relativen Messfehler und dem Variationskoeffizienten der Momentanleistung des gemessenen Signals bestimmt. Es wurden Berechnungsbeispiele gegeben und im Anhang die Werte des oben genannten Variationskoeffizienten für Signale mit typischen Verteilungen berechnet.

KOMPENSATOR NAPIĘCIA STAŁEGO STOSOWANY W UKŁADACH DO SPRAWDZANIA PRZETWORNIKÓW TERMoeLEKTRYCZNYCH I MIKROPOTENCJOMETRÓW

W komunikacie omówiono niektóre wymagania techniczne i eksploatacyjne na kompensator napięcia stałego stosowany w układach do sprawdzania przetworników termoelektrycznych i mikropotencjometrów. Pódnano przykład realizacji takiego urządzenia. Przytoczono podstawowe parametry oraz ważniejsze wyniki badań laboratoryjnych modelu użytkowego.

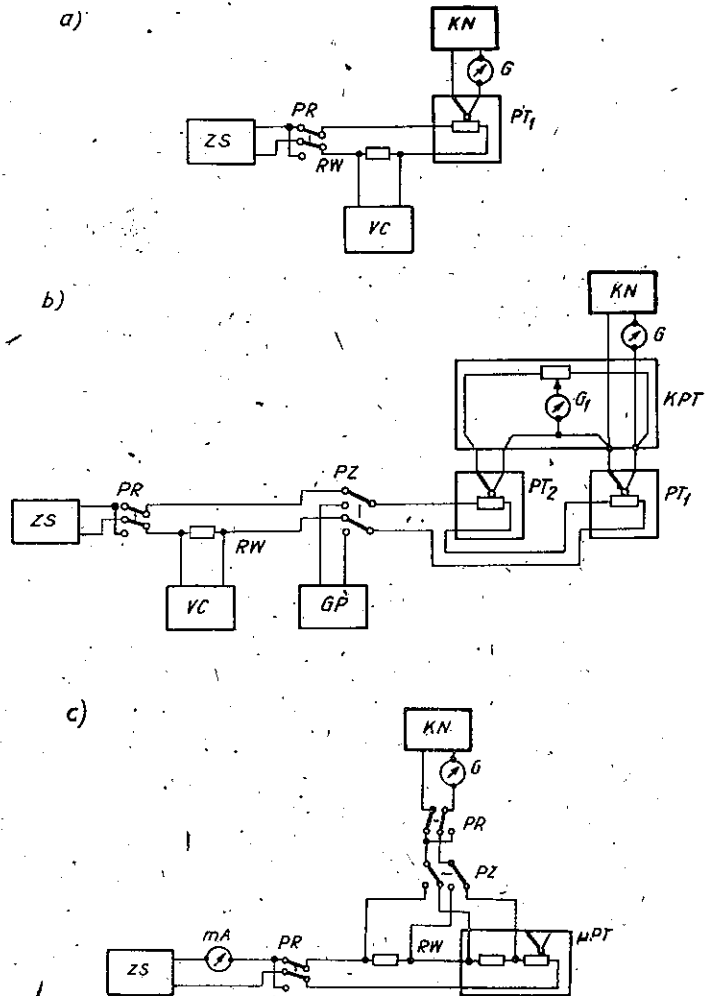
1. WSTĘP

Znane od dawna przetworniki termoelektryczne dopiero w okresie ostatniego ćwierćwiecza znalazły szerokie zastosowanie jako urządzenia transferowe (F. L. Hermach, 1952). Umożliwiają one przede wszystkim wyznaczenie wartości prądu (napięcia) przemiennego, przyłożonego do ich wejścia przez substytucję prądu (napięcia) stałego o znanej wartości przy nieziennej sile termoelektrycznej (STE) wyjściowej. Używane są poza tym jako kalibrowane źródła prądu (napięcia) przemiennego przez odwrócenie w procesie pomiarowym kolejności substytucji.

Możliwości przetworników-kalibratorów zostały rozszerzone w dół, na obszar mikrowoltowy za pomocą mikropotencjometrów¹⁾ (M. C. Selby, 1953). Te kalibrowane źródła małych i bardzo małych napięć przemiennych są w rzeczywistości przetwornikami termoelektrycznymi prądowymi z dodatkowym rezystorem szeregowym w obwodzie wejściowym. Rezystor ma najczęściej formę dysku umieszczonego w złączu współosiowym i jest zlokalizowany na końcu toru urządzenia transferowego.

Przetworniki termoelektryczne i mikropotencjometry są dziś podstawowymi narzędziami w izbach pomiarowych służby metrologicznej w odniesieniu do prądu i napięcia przemiennego. Używa się je powszechnie do sprawdzania kontrolnych amperomierzy i woltomierzy wielkiej częstotliwości, generatorów napięcia przemiennego i oscyloskopów.

¹⁾ Nazwa „mikropotencjometr” wywodzi się od angielskiego wyrazu „micropotentiometer” i wydaje się nieadekwatna dla tego przyrządu. Proponuje się nazwę „mikroprzetwornik” jako bardziej trafną nie tylko z uwagi na strukturę i funkcję oznaczanego urządzenia, lecz także dlatego, że powszechnie stosuje się nazwę „potencjometr” na oznaczenie gatunkowo innego przyrządu.



Rys. 1. Schematy ideowe zastosowań kompensatora napięcia stałego w układach do sprawdzania przetworników termoelektrycznych prądowych i mikropotencjometrów: a) pomiar STE i wyznaczenie wartości błędów rewersji przetwornika termoelektrycznego PT_1 , b) wyznaczenie wartości różnicy błędów przetwarzania przetworników termoelektrycznych PT_1 i PT_2 za pomocą komparatora Hermacha-Williamsa, c) wyznaczenie wartości oporności rezystora dodatkowego mikropotencjometru termoelektrycznego μPT .

G, G_1 – galwanometry magnetoelektryczne; GP – generator poziomu napięcia przemiennego nastawny; KN – kompensator napięć stałych; KPT – komparator przetworników termoelektrycznych; mA – miliamperomierz prądu stałego; μPT – mikropotencjometr termoelektryczny; PT_1, PT_2 – przetworniki termoelektryczne; PR – przełącznik rewersji; PZ – przełącznik zwielokrotniający; RW – rezystor wzorcowy; VC – woltmierz cyfrowy napięcia stałego; ZS – zasilacz stabilizowany nastawny.

Kontrolne przetworniki termoelektryczne i mikropotencjometry podlegają obowiązkowi legalizacji i są okresowo sprawdzane przez uprawnione izby pomiarowe [1, 2, 5, 10, 11]. Podczas sprawdzenia każdorazowo wyznacza się wartość STE przy nominalnym prądzie (napięciu) wejściowym, błąd rewersji, błąd prze-

tworzenia¹⁾ przy określonych częstotliwościach oraz wartość poprawną oporności rezystora dodatkowego (dysku) [1], [2].

Na rysunku 1 pokazano przykłady schematów ideowych układów pomiarowych przeznaczonych do wyznaczenia powyższych parametrów dla przetworników termoelektrycznych prądowych oraz mikropotencjometrów. W każdym z tych układów stosuje się kompensator napięcia stałego (KN), który służy do pomiaru STE (rys. 1a), lub kontrolowania niezmienności STE (rys. 1a i 1b), oraz pomiaru spadków napięć na rezystorach (rys. 1c). Kompensator, ze względu na szczególne przeznaczenie, powinien spełniać oprócz wymagań ogólnych [4] również niektóre specyficzne wymagania techniczne i eksploatacyjne [8], [9].

2. WYMAGANIA TECHNICZNE

Wymagania odnośnie zakresu pomiarowego kompensatora wynikają z granicznych wartości mierzonych (kontrolowanych) sił termoelektrycznych lub napięć. Nominalne STE najczęściej używanych termoelementów nie wykraczają poza obszar 100 ... 6 mV przy oporności wyjściowej rzędu 2000 ... 4 Ω . Wśród nich najliczniejsze są termoelementy jednozłączowe, których STE zawierają się w przedziale 14 ... 6 mV, a rezystancje na wyjściu wynoszą 9 ... 4 Ω (tablica 1). Dopuszczając możliwość stosowania prądu wejściowego, stanowiącego połowę wartości nominalnej, zakres wartości mierzonych (kontrolowanych) STE ulega rozszerzeniu w dół i wynosi 100 ... 1,5 mV.

Tablica 1

Sily termoelektryczne przy nominalnym prądzie wejściowym i oporności wyjściowej najczęściej stosowanych termoelementów

Producent	Typ termoelementu	STE [mV]	R_{wy} [Ω]
Graham	Wilkins	100	2000
Guildline	7000/10	100	1000
Guildline	7000A/10	30	1000
ZSRR	T-106	15	100
ZSRR	TWB-4	14	9
Ormandy-Stollery	UHF Acorn	12	4
Ormandy-Stollery	UHF Mini	7	8
Graham	UI (U2)	7	8
Cambridge (Sullivan)	41687 (41681)	6	8

¹⁾ Proponuje się nazwę „błąd substytucji”, która jednoznacznie wskazuje na tożsamość strony pomiarowej i wejściowej przetwornika w procesie przetwarzania.

Wartości rezystancji najczęściej używanych rezystorów dyskowych zawierają się w obszarze 3,3 ... 0,008 Ω . Spotyka się również rezystory o wartościach do 22 Ω . Przy granicznych wartościach prądu wejściowego mikropotencjometrów 50 mA i 1,25 mA na rezystorach tych wystąpią spadki napięć od około 1 V do 10 μ V.

Uwzględniając krańcowe przypadki wyszczególnionych wyżej wartości sił termoelektrycznych i spadków napięć wynika, że zakres pomiarowy kompensatora powinien obejmować obszar napięciowy od 1 V do 10 μ V.

O rozdzielczości (kwantyzacji) napięcia kompensującego decyduje niedokładność odczytu najmniejszego mierzonego napięcia w najniższym zakresie pomiarowym kompensatora. Przy trójdzielnym podziale zakresu pomiarowego kompensatora (1000, 100 i 10 mV) oraz dla niedokładności odczytu rzędu 0,01% (pięciocyfrowego odczytu) napięcia 10 μ V w zakresie 10 mV rozdzielczość ta wyniesie 1 nV. Stąd błąd rozdzielczości (kwantyzacji), odniesiony do górnej wartości zakresu, wyniesie 0,00001%.

Potrzeba kontrolowania niezmienności STE w układach pomiarowych do wyznaczania błędu rewersji (rys. 1a) i różnicy błędów przetwarzania (rys. 1b) stawia wysokie wymagania odnośnie niestabilności napięcia kompensującego. Zakłada się, że w okresie trwania pomiaru, który wynosi około 5 min. błąd niestabilności nie może być większy od błędu rozdzielczości, lecz najwyżej z nim równorzędny¹⁾. Wobec tego błąd niestabilności krótkookresowej (dryftu) w okresie 1 godz. nie powinien przekraczać 0,0001%. Należy zauważyć, że tego rzędu niestabilność kompensatora jest wymagana podczas sprawdzania przetworników termoelektrycznych i mikropotencjometrów o najwyższej dokładności. W praktyce, zadowalające wyniki pomiarów uzyskuje się za pomocą kompensatorów o błędzie niestabilności około 0,001%/h.

3. WYMAGANIA EKSPLOATACYJNE

Kompensator w rozpatrywanym obecnie ujęciu eksploatacyjnym jest częścią strukturalną określonego układu pomiarowego oprócz i obok innych elementów składowych i wiąże się z nimi funkcjonalnie w sposób elastyczny w zależności od rodzaju tego układu. Z powyższego wynika, że sama kompensacja jest tylko częścią procesu pomiarowego i dlatego nie może pochłaniać zbytnej uwagi operatora.

Kompensator powinien charakteryzować się przede wszystkim dużą szybkością i łatwością użytkowania. Dotyczy to całego okresu obsługi urządzenia, a więc czynności przygotowawczych, jak włączenie zasilania, „grzanie” i kalibracja oraz samego równoważenia, odczytu wyników i kontroli poprawności pracy. Kompensator powinien być zasilany z sieci przy skróconym cyklu „nagrzewania”, a więc

gotów do użycia już po upływie około 15 min. od chwili włączenia²⁾. Poprawność pracy urządzenia powinna być okresowo kontrolowana w łatwy sposób bez korzystania z zewnętrznych przyrządów, jedynie przy użyciu elementów wewnętrznych (selfcheck). W celu przyspieszenia odczytywania wyników pomiaru wydaje się korzystne zastosować wyświetlanie wskazań nastawników pomiarowych w postaci cyfrowej z uwzględnieniem wagi cyfr.

Specyfika eksploatacyjna kompensatora determinuje poza tym konieczność powiązania go w sposób stacjonarny z pozostałymi elementami układu pomiarowego. Optymalnym rozwiązaniem wydaje się zastosowanie mechanicznej konstrukcji w formie wspólnego stojaka.

Jednocześnie kompensator powinien być powiązany z pozostałymi elementami układu pomiarowego w sposób elastyczny pod względem elektrycznym za pomocą zewnętrznych kabli i przewodów. Tylko taki sposób komutacji zapewnia szybką rekonfigurację połączeń w zależności od charakteru eksploatacji.

Różny rodzaj zastosowań kompensatora (rys. 1) oraz różny poziom wymaganej precyzji badań stawiają konieczność płynnego regulowania czułości układu kompensacyjnego. Pomiar pośredni oporności rezystorów dyskowych mikropotencjometrów może być znacznie usprawniony przez wprowadzenie dodatkowej komutacji w obwodzie pomiarowym kompensatora. Taka komutacja umożliwi jednocześnie połączenie z kompensatorem kilku zewnętrznych obwodów i kolejne ich przełączanie.

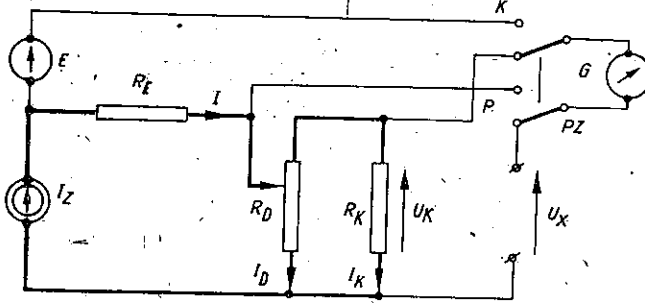
4. PRZYKŁAD REALIZACJI KOMPENSATORA

Wybór optymalnego układu kompensacyjnego, spełniającego powyższe wymagania, nie przedstawia większych trudności mimo istniejącego „gąszczu” znanych do tej pory typów kompensatorów. Kompensator, będący przedmiotem rozważań, powinien opierać się na II metodzie kompensacji Poggendorffa, ponieważ tylko ta metoda jest optymalna do pomiaru (kontrolowania) małych i bardzo małych napięć w obwodach niskooporowych. Najlepszym współczesnym rozwiązaniem układowym w rodzinie kompensatorów miliwoltowych (mikrowoltowych) jest układ L. Julie'a [3]. Łączy on w prosty sposób jednocześnie wysoką stabilność i rozdzielczość, uznane poprzednio za parametry charakterystyczne kompensatora współpracującego z przetwornikami termoelektrycznymi i mikropotencjometrami.

Na rysunku 2 pokazano schemat ideowy układu kompensacyjnego L. Julie'a. W rzeczywistości jest to dzielnik napięcia Kelvina-Varleya o rezystancji R_D ,

¹⁾ Powyższe wymaganie dotyczy wyłącznie kompensatorów napięcia stałego, dla których dalsze zwiększanie stabilności nie wydaje się celowe ze względu na łatwość rekalicbracji urządzenia. Odrebnym zagadnieniem jest stabilność podobnych narzędzi kontrolnych, np. nastawnych wzorców napięcia lub kalibratorów napięciowych.

²⁾ Kompensatory o zasilaniu bateryjnym wymagają „nagrzewania” w okresie 2-4 godzin. W celu uzyskania najwyższej stabilności stosuje się z konieczności zasilanie ciągłe, tzn. w całym okresie użytkowania



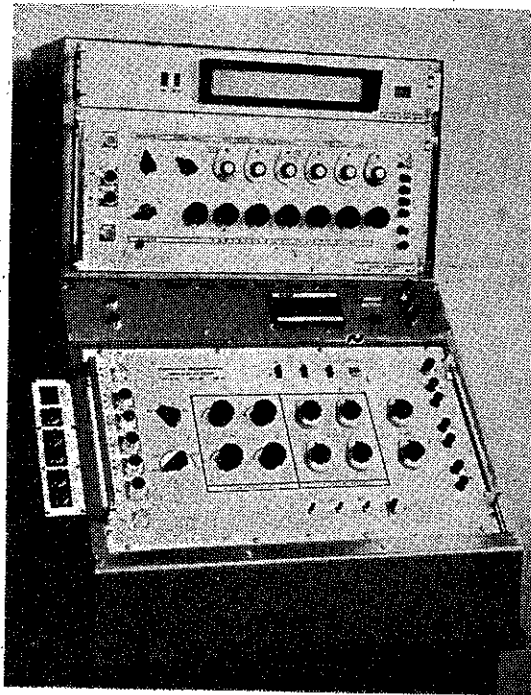
Rys. 2. Schemat ideowy układu kompensacyjnego L. Julie'a

E - ogniwo Westona; G - galwanometr magnetoelektryczny; I - prąd roboczy kompensatora; I_D - prąd dzielnika Kelvina-Varleya, I_K - prąd kompensujący, I_Z - źródło prądowe nastawne; K - pozycja „kalibracja” przełącznika PZ; P - pozycja „pomiar” przełącznika PZ; PZ - przełącznik zwielokrotniający; R_0 - dzielnik Kelvina-Varleya; R_E - rezystor nastawny SEM ogniwa Westona; R_K - rezystor kompensujący; U_K - napięcie kompensujące; U_X - napięcie mierzone

w „odwróconym” połączeniu jako dzielnik prądu obciążony rezystorem kompensującym R_K . Ten zmodyfikowany dzielnik zasila się ze źródła prądowego I_Z , które generuje wymuszony prąd I o wartości nastawianej na rezystorze R_E przy użyciu ogniwa Westona E .

Napięcie kompensujące kompensatora jako spadek napięcia U_K na rezystorze R_K wywołany przez prąd kompensujący I_K wynosi:

$$U_K = A \frac{R_D \cdot R_K}{R_D + R_K} I \quad (1)$$



Rys. 3. Widok ogólny systemu pomiarowego do sprawdzania przetworników termoelektrycznych i mikro-potencjometrów

Ponieważ R_D , R_K oraz I są wartościami stałymi w procesie kompensacji, dlatego napięcie kompensujące U_K jest funkcją jedynie pozycji dzielnika, a jego wartość jest wprost proporcjonalna do przekładni A tego dzielnika.

Wysokostabilny kompensator napięć stałych w układzie L. Julie'a został zaprojektowany i wykonany w Instytucie Łączności w latach 1975–1976 [6], [8]. Kompensator wchodzi w skład systemu pomiarowego do sprawdzania przetworników termoelektrycznych i mikropotencjometrów, pokazanego na rys. 3. Jest jednak związany z nim quasistacjonarnie, w formie „nastawy” na stojak, dzięki czemu może być w prosty sposób zdemontowany i eksploatowany poza tym systemem.

Model użytkowy wysokostabilnego kompensatora napięć stałych typ 20/76 przeszedł pomyślnie badania laboratoryjne [7]. Spełnia on wszystkie wymagania, tak ogólne dotyczące tego typu przyrządów, jak i szczegółowe, wynikające ze specjalnego przeznaczenia. Jest eksploatowany w Centralnej Izbie Pomiarów Telekomunikacyjnych Instytutu Łączności w dziedzinie kontrolno-legalizacyjnej przetworników termoelektrycznych i mikropotencjometrów.

5. PODSTAWOWE PARAMETRY KOMPENSATORA [6], [7], [8], [9]

Zakresy pomiarowe:	1000 mV
	100 mV
	10 mV
Błędy podstawowe	
w zakresie: 1000 mV	< 0,01%
100 mV	< 0,01%
10 mV	< 0,02%
Rozdzielczość napięcia kompensującego	
w zakresie: 1000 mV	100 nV
100 mV	10 nV
10 mV	1 nV
Błąd kwantyzacji odniesiony do górnej wartości zakresu:	0,00001%
Niestabilność krótkookresowa:	0,001%/h
Niestabilność krótkookresowa, po upływie ok. 2 1/2 h od momentu włączenia zasilania (por. tablica 2):	0,0001%/h
Napięcia zerowe	
w zakresie: 1000 mV	0,27 μ V
100 mV	0,06 μ V
10 mV	0,05 μ V

Tablica 2

Niestabilność napięcia kompensującego w funkcji czasu nagrzewania

Czas nagrzewania min.	15	30	45	60	75	90	105
Niestabilność maksymalna [%/h]	$\pm 0,0007$	$+0,0011$	$+0,0011$	$+0,0012$	$+0,0010$	$+0,0008$	$+0,0006$
Czas nagrzewania min.	120	135	150	165	180	195	210
Niestabilność maksymalna [%/h]	$+0,00038$	$+0,00023$	$+0,00015$	$+0,00008$	$+0,00004$	$+0,00004$	$+0,00003$

WYKAZ LITERATURY

- Instrukcja nr 26 Prezesa PKNiM z dn. 21.11.1977 r. o sprawdzaniu kontrolnych termoelektrycznych przetworników napięcia wielkiej częstotliwości. Dziennik Normalizacji i Miar nr 32 z dn. 8.12.1977 r.
- Instrukcja nr 27 Prezesa PKNiM z dn. 28.11.1977 r. o sprawdzaniu mikropotencjometrów. Dziennik Normalizacji i Miar nr 32 z dn. 8.12.1977 r.
- Julie L.: A universal potentiometer for the range from one nanovolt to ten volts, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. IM-16, No. 3, Sept, 1967, pp. 187-191.
- PN-76/E-06511. Kompensatory napięcia stałego. Ogólne wymagania i badania.
- Przepisy o kontrolnych przetwornikach termoelektrycznych napięciowych z dn. 7.02.1968 r. Dziennik Urzędowy CUJiM nr 4 (1874) z dn. 26.04.1968 r.
- Puchalski E.: Instrukcja techniczno-eksploatacyjna wysokostabilnego kompensatora napięć stałych typ 20/76. Praca nr 3. 12-10. IŁ-CIPT, Warszawa 1976.
- Puchalski E.: Program i wyniki badań laboratoryjnych modelu użytkowego wysokostabilnego kompensatora napięć stałych typ 20/76. Praca nr 5/12-04, IŁ-CIPT, Warszawa 1978.
- Puchalski E.: Projekt koncepcyjny wysokostabilnego kompensatora napięć stałych. Praca nr 212.03.07.b. IŁ-CIPT, Warszawa 1975.
- Puchalski E.: Wstępne wymagania techniczno-eksploatacyjne na wysokostabilny kompensator napięć stałych. Praca nr 212.03.07.a. IŁ-CIPT, Warszawa 1974.
- Zarządzenie Prezesa PKNiM z dn. 6.11.1972 r. w sprawie określenia narzędzi pomiarowych podlegających obowiązkowi legalizacji oraz warunków zgłaszania tych narzędzi do legalizacji. Monitor Polski nr 53 z dn. 8.12.1972 r., poz. 284.
- Zarządzenie nr 88 Prezesa CUJiM z dnia 31.03.1970 r. w sprawie ustalenia przepisów o kontrolnych źródłach sinusoidalnych napięć pomiarowych. Dziennik Urzędowy CUJiM nr 10 (1945) z dn. 15.06.1970 r.

Элигий Пухальски

КОМПЕНСАТОР ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИМЕНЯЕМЫЙ В СХЕМАХ
ПРОВЕРКИ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
И МИКРОПОТЕНЦИОМЕТРОВ

Резюме

Рассмотрено здесь некоторые технические и эксплуатационные требования относительно компенсатора постоянного напряжения, применяемого в схемах проверки термоэлектрических преобразователей и микропотенциометров. Подан пример исполнения такого устройства. Приведены здесь тоже основные параметры и результаты лабораторных потребительской модели.

Eligiusz Puchalski

DC POTENTIOMETER APPLIED IN CHECKING SYSTEMS OF THERMOELECTICAL
CONVERTORS AND MICROPOTENTIOMETERS

Summary

In the paper some technical and operational requirements have been presented, concerning DC potentiometer applied in the systems for checking thermoelectrical convertors and micro-potentiometers. An example of such a device has also been given. Fundamental parameters and certain more important results of laboratory examinations of the consumption model have also been presented.

Eligiusz Puchalski

COMPENSATEUR DE TENSION CONTINUE POUR CONTROLER LES SCHÉMES
DE CONVERTEURS THERMOÉLECTRIQUES ET DE MICROPOTENTIOMÈTRES

Résumé

On examine ici quelques exigences techniques et celles d'exploitation concernant le compensateur de tension continue, utilisé dans les schémes de controle des converteurs thermoélectriques et des micro-potentiomètres. On présente comme exemple un dispositif réalisé. On cite les paramètres fondamentaux ainsi que les plus importants résultats de recherches de laboratoire du modèle d'utilisation.

*Eligiusz Puchalski***GLEICHSPANNUNGSKOMPENSATOR VERWENDET IN SCHALTUNGEN ZUR PRÜFUNG DER THERMOELEKTRISCHEN UMWANDLER UND DER MIKROPOTENTIOMETER****Zusammenfassung**

In dem Bericht wurden einige technische und Exploitationsforderungen für den in Schaltungen zur Prüfung der thermoelektrischen Umwandler und der Mikropotentiometer verwendeten Gleichspannungskompensator besprochen. Es wurde auch ein Realisierungsbeispiel solcher Einrichtung gegeben. Es wurden die Grundparameter und wichtigsten Ergebnisse der Laborprüfungen eines Netzmodells des Kompensators angeführt.

AUTORZY

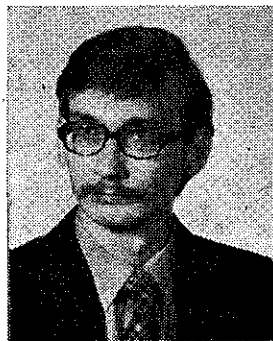
Prof. *Lesław Kędzierski* ur. w 1911 r., ukończył Wydział Elektryczny Politechniki Warszawskiej w 1947 r. Tytuł naukowy docenta uzyskał w 1954 r., a profesora nadzwyczajnego w 1964 r. Pracę zawodową rozpoczął w 1933 r. w Państwowym Instytucie Telekomunikacyjnym (PIT), w którym w okresie od 1935 r. do wybuchu wojny kierował Działem Telewizji. Po wojnie w okresie od 1947 r. do 1951 r. ponownie w PIT kieruje Samodzielną Pracownią Telewizji, a od 1951 r. Zakładem Telewizji Instytutu Łączności. W okresie od 1956 r. do 1964 r. pracuje równolegle w Politechnice Warszawskiej, przy czym od 1961 r. jest kierownikiem Katedry Telewizji na Wydziale Łączności tej Uczelni. Współpracuje również z organizacjami międzynarodowymi, a w szczególności z Sekcją Nr 7 SK PRE/RWPG, z 11 Komisją Studiów CCIR (Telewizja) oraz z III Grupą Studiów OIRT (Telewizja), której jest przewodniczącym od szeregu lat. Jest również laureatem zespołowej Nagrody Państwowej II stopnia z 1955 r. oraz Międzynarodowej Nagrody Honorowej „INTERNTERKAMERA 71” z 1971 r. W dorobku publikacyjnym ma szereg opracowań książkowych, artykułów i dokumentów dla organizacji międzynarodowych.

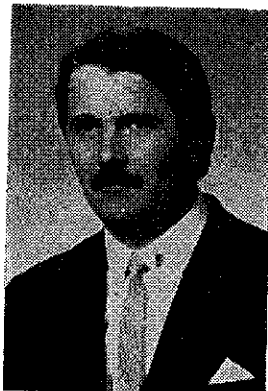


Dr inż. *Maria Markiewicz-Wrzeciono* jest adiunktem w Zakładzie Telekomunikacji Instytutu Elektroniki Politechniki Poznańskiej. Ukończyła studia fizyki na Wydziale Matematyki, Fizyki i Chemii Uniwersytetu im. A. Mickiewicza w Poznaniu oraz studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Poznańskiej. W 1974 r. obroniła pracę doktorską na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej. Obecnie zajmuje się zagadnieniami związanymi z telefonią wielokrotną analogową.



Mgr inż. *Andrzej Mikiński* urodził się w 1953 r. w Warszawie. Po ukończeniu w 1973 roku Technikum Elektroniczno-Mechanicznego im. Marcina Kasprzaka w Warszawie pracował w Ośrodku Badawczo-Rozwojowym Informatyki. W 1974 roku rozpoczął studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej i po uzyskaniu dyplomu w 1979 r. podjął pracę w Instytucie Łączności w Warszawie w Pracowni Telekomunikacji Optycznej. Zajmuje się pracami badawczymi i konstrukcyjnymi, związanymi ze światłowodowym przesyłaniem sygnałów TV.





Mgr inż. *Eligiusz Puchalski* (ur. 1934 r.) ukończył w 1960 r. studia wyższe na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej specjalizując się w dziedzinie miernictwa elektrycznego i budowy przyrządów pomiarowych. W latach 1959-1966 był zatrudniony w Głównym Urzędzie Miar, a następnie do końca 1969 r. w Centralnym Urzędzie Jakości i Miar, zajmując się wzorcami elektrycznymi i precyzyjnymi pomiarami napięcia stałego i rezystancji. Od 1970 r. pracował w Centralnej Izbie Pomiarów Telekomunikacyjnych Instytutu Łączności zajmując się miernictwem napięć przemiennych wielkiej częstotliwości metodami przetwornikowymi i interkomparacją przetworników termoelektrycznych. W 1978 r. zostaje przeniesiony do Działu Gospodarki Aparaturą Pomiarową Instytutu Łączności, gdzie kieruje pracami Sekcji Kontroli i Legalizacji Aparatury Pomiarowej.

Dr inż. *Alina Karwowska-Lamparska* — notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności Nr 84, 1978.

Doc. dr inż. *Arnold Kawecki* — notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności Nr 87, 1980.

Prof. dr inż. *Jerzy Dudziewicz* — notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności zeszyt 3/75, 1975.

Dr inż. *Romuald Białobrzęski* — notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu Łączności zeszyt 4 (76), 1975.

NOTES D'INFORMATION

1. Jerzy Dudziewicz, Romuald Białobrzeski: Frequence minimum d'échantillonnage du signal aleatoire au cours mesure de sa puissance moyenne. 83
2. Eligiusz Puchalski: Compensateur de tension continue pour contrôler les schèmes de convertisseurs thermoelectriques et de micropotentiometres. 93

INHALTSVERZEICHNIS

1. Alina Karwowska-Lamparska, Lesław Kędzierski: Einfluß der Redundanzbegrenzung des Videosignals auf die Qualität des widergegebenen Signals. 3
2. Arnold Kawecki: Überhorizontale Kopplung mittels Regen der Satellitenstationantenne mit Richtfunkantenne 21
3. Maria Markiewicz-Wrzeciono: Eigenschaften eines aktiven Modulators für kleine Eingangsspiegel der Trägerwelle 37
4. Andrzej Mikiński: Projektierung eines mittels ferromagnetischen Resonators durchstimmbaren Mikrowellentransistorgenerators. 53

INFORMATIONEN

1. Jerzy Dudziewicz, Romuald Białobrzeski: Minimale Abtastfrequenz eines stochastischen Signals bei Messung seiner mittleren Leistung 83
2. Eligiusz Puchalski: Gleichspannungskompensator verwendet in Schaltungen zur Prüfung der thermoelektrischen Umwandler und der Mikropotentiometer. 93