

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

# REFERATY PROBLEMOWE

Zeszyt 28

Jan Mieszczanek

ANALIZA I PROJEKTOWANIE OSCYLATORÓW KWARCOWYCH  
PRACUJĄCYCH W UKŁADZIE PIERCE'A-COLPITTS'A



Warszawa - kwiecień 1980

621,373.421.13

h3

I N S T Y T U T   Ł Ą C Z N O Ś C I

---

KOŁO ZAKŁADOWE STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH



Na prawach rękopisu

R E F E R A T Y   P R O B L E M O W E

Zeszyt 28

Jan Mieszczanek

ANALIZA I PROJEKTOWANIE OSCYLATORÓW KWARCOWYCH  
PRACUJĄCYCH W UKŁADZIE PIERCE'A-COLPITTS'A

Warszawa - kwiecień 1980

Zespół Redakcyjny:

dr inż. Stanisław Sońta, mgr inż. Andrzej Stągowski,  
mgr inż. Maria Tyrowicz

Opracował:

mgr inż. Jan Mieszczanek

Zakład Teletransmisji Przewodowej /Z-20/

Instytut Łączności

04-894 Warszawa, ul. Szachowa 1, tel. 128-731

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności  
Nr 5-8762

Opiniował: dr inż. Jacek Jarkowski

Maszynopis dostarczono dnia 3 marca 1980 r.

W referacie przeprowadzono analizę pracy oscylatora kwarcowego /układu Pierce'a-Colpitts'a/, z rezonatorem pracującym na częstotliwości podstawowej. Podana została również metoda projektowania układu oraz program w języku BASIC, za pomocą którego można obliczyć wartości elementów.

Redaktor: mgr K. Juskiewicz

Montaż tekstu: B. Drah

Wpłynęło do Działu Wydawniczego Instytutu Łączności  
dnia 17.III.1980 r.  
Nakład 70 egz.

# S P I S T R E Ś C I

Jan Mieszczanek

## ANALIZA I PROJEKTOWANIE OSCYLATORÓW KWARCOWYCH PRACUJĄCYCH W UKŁADZIE PIERCE'A-COLPITTS'A

	Str.
1. Wstęp	1
2. Analiza pracy oscylatora w stanie ustalonym	2
3. Analiza zależności amplitudowych w stanie ustalonym	3
4. Parametry modelu tranzystora dla dużych sygnałów	7
4.1. Admitancja $Y_{21s}$	7
4.2. Admitancja $Y_{22s}$	10
4.3. Admitancja $Y_{11s}$	10
4.4. Model tranzystora dla dużych amplitud	10
5. Parametry rezonatorów kwarcowych	11
6. Projektowanie oscylatora kwarcowego	12
6.1. Wybór tranzystora i jego punktu pracy	12
6.2. Wybór wartości funkcji $\gamma_1(A)$	13
6.3. Wybór stosunku pojemności $k = C1/C2$	13
6.4. Algorytm obliczania elementów oscylatora	13
7. Modyfikacje układu oscylatora	15
8. Wyprowadzenia wzorów	16
Dodatek	20
Wykaz literatury	21

ANALIZA I PROJEKTOWANIE OSCYLATORÓW KWARCOWYCH  
PRACUJĄCYCH W UKŁADZIE PIERCE'A-COLPITTS'A

1. WSTĘP

Opracowanie to powstało ze względu na brak w ogólnie dostępnej literaturze przejrzystych i prostych metod analizy i projektowania oscylatorów stabilizowanych rezonatorami kwarcowymi.

W pkt. 2 przedstawione są równania opisujące pracę oscylatora w stanie ustalonym. Dzięki zastosowaniu parametrów admitancyjnych do opisu elementu wzmacniającego oraz użyciu admitancji /zamiast impedancji, jak np. w [1], [2] / do opisu obwodów dołączonych do wejścia i wyjścia tego elementu - uzyskane równania są proste i dogodne do obliczeń.

Przedstawiono także /w pkt. 3/ wyniki analizy zależności amplitudowych w oscylatorze. Zastosowana tutaj aproksymacja charakterystyki emiterowej tranzystora funkcją wykładniczą /zamiast przybliżenia krzywą łamaną/ uwalnia projektanta od dokonywania takiego przybliżenia. W uzyskanych zależnościach jako parametr występuje znormowana amplituda napięcia na bazie tranzystora  $A = U_b/U_T$ , zamiast stosowanego zwykle kąta odcięcia. Daje to możliwość łatwiejszej weryfikacji wyników analizy i kontroli pracy oscylatora ze względu na dużą dokładność pomiaru napięcia /nie ma natomiast bezpośredniej metody pomiaru kąta odcięcia, zapewniającej wystarczającą dokładność/.

W pkt. 4 został opisany schemat zastępczy tranzystora dla dużych sygnałów. Wartości elementów tego układu oblicza się wykorzystując parametry modelu małosygnałowego, podawane w katalogach.

Metodę obliczania wartości elementów wybranego układu oscylatora podano w pkt. 6. Do pracy został dołączony również program napisany w języku BASIC oparty na tej metodzie.

W celu poprawienia czytelności opracowania wyprowadzenia niektórych wzorów zostały umieszczone w osobnym pkt. 8. Wzory te oznaczono <sup>+</sup> / /.

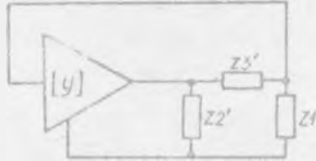
Należy zaznaczyć, że metody analizy i projektowania zawarte w tej pracy można zastosować również do innych typów oscylatorów, np. Colpitts'a.

Zagadnienia dotyczące stałości częstotliwości generowanej przez oscylator nie były rozważane, zarówno ze względu na rozległość tych zagadnień,

jak również na fakt, że projektowane przez mnie oscylatory mają pracować w układach PLL sterowanych ze źródła o stałości częstotliwości  $10^{-11}$ , a więc i tak o kilka rzędów wielkości większej niż stałość oscylatora kwarcowego bez termostatu.

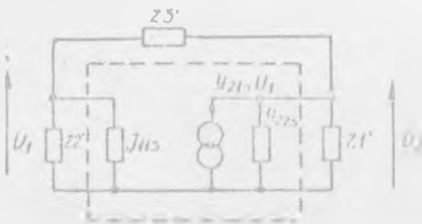
## 2. ANALIZA PRACY OSCYLATORA W STANIE USTALONYM

Analiza przytoczona w tym punkcie dotyczyć będzie oscylatorów trójpunktowych, które można przedstawić za pomocą schematu zastępczego podanego na rys. 1.



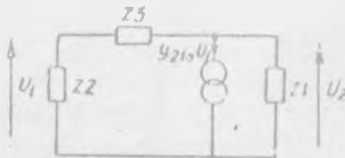
Rys. 1. Schemat układu oscylatora trójpunktowego

Ze względu na uproszczenie wzorów element wzmacniający powinien być opisany za pomocą macierzy admittancyjnej. Ponieważ w spotykanych w praktyce układach parametr  $y_{12}$  jest bardzo mały - zostanie pominięty. Rozważania uzasadniające to uproszczenie zawarte są w [2].



$$Z1 = 1/(y_{22} + 1/Z1')$$

$$Z2 = 1/(y_{11} + 1/Z2')$$



Rys. 2. Schemat zastępczy oscylatora

Układ z rys. 2 można opisać równaniem:

$$Y_1 + Y_2 + Y_1 Y_2 Z_3 = -Y_{21s} \quad +/1/$$

wprowadzając oznaczenia:

$$Y_1 = G_1 + jB_1$$

$$Y_2 = G_2 + jB_2$$

$$Z_3 = R_3 + jX_3$$

$$a_1 = G_1/B_1$$

$$a_2 = G_2/B_2$$

$$a_3 = R_3/X_3$$

oraz rozdzielaając część rzeczywistą i urojoną równania /1/ otrzymujemy:

$$X_3 \left[ 1 - a_1 a_2 - (a_1 + a_2) a_3 \right] = \frac{1}{B_1} + \frac{1}{B_2} + \frac{|Y_{21s}| \sin \varphi_{21s}}{B_1 B_2} \quad +/2/$$

$$1 - a_1 a_2 + \frac{a_1 + a_2}{a_3} = \frac{|Y_{21s}| \cos \varphi_{21s} + G_1 + G_2}{B_1 B_2 R_3} \quad +/3/$$

Jeżeli ponadto pominiemy wyrazy, które w praktyce mają małe wartości, otrzymamy:

$$X_3 = \frac{1}{B_1} + \frac{1}{B_2} \quad /2a/$$

$$\frac{|Y_{21s}| \cos \varphi_{21s}}{B_1 B_2 R_3} = 1 \quad /3a/$$

Należy jeszcze raz podkreślić, że równania /1/, /2/ i /3/ opisują wszystkie układy generatorów, które można przedstawić za pomocą schematu z rys. 1, niezależnie od zastosowanego elementu wzmacniającego /np. tranzystor pracujący w zakresie nieliniowym, wzmacniacz z ARW i in./.

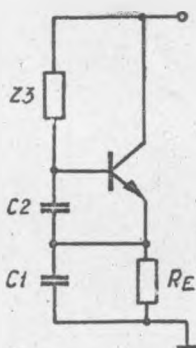
### 3. ANALIZA ZALEŻNOŚCI AMPLITUDOWYCH W STANIE USTALONYM

W punkcie tym zostanie przeprowadzona analiza pracy oscylatora przy dużych amplitudach, z tranzystorem pracującym w obszarze nieliniowym. Układ wybrany do analizy /rys. 3/ jest bardzo często stosowany ze względu na wiele zalet, takich jak: prostota, mała liczba elementów, brak in-

dukcyjności, dobra stabilność temperaturowa punktu pracy i in. [1], [2].

Zostaną opisane także zmiany składowej stałej prądu emitera i pierwszej harmonicznej prądu kolektora w funkcji amplitudy napięcia na bazie tranzystora. Z zależności tych wynikają pewne wskazówki dotyczące wyboru parametrów oscylatora, są one również niezbędne do znalezienia wartości elementów schematu zastępczego tranzystora dla dużych amplitud.

Analiza została przeprowadzona przy założeniu, że częstotliwość graniczna tranzystora jest znacznie większa niż częstotliwość pracy oscylatora, że  $i_b = 0$  oraz że tranzystor nie wchodził w obszar nasycenia.



Rys. 3. Uproszczony schemat oscylatora

Wprowadźmy następujące oznaczenia:

- $\bar{U}_B$  - amplituda napięcia na bazie,
- $U_T = kT/q$ , dla  $T = 300\text{ K}$   $U_T = 26\text{ mV}$ ,
- $A = \bar{U}_B/U_T$ ,
- $I_N$  - stała zależna od typu tranzystora,
- $I_E$  - składowa stała prądu emitera,
- $I_{EP}$  - prąd emitera przy braku oscylacji.
- $I_{C1}$  - pierwsza harmoniczna prądu kolektora,
- $U_{EP} = I_{EP}/R_E$ ,
- $U_{EB}$  - napięcie stałe baza-emiter,
- $E_B$  - napięcie bazy względem masy.

Przyjęte zostanie następujące przybliżenie charakterystyki emiterowej tranzystora [4]:

$$I_E = I_N \exp(U_{BE}/U_T)$$



Ponieważ obwód sprzężenia zwrotnego ma dużą dobroć, to napięcie na bazie ma przebieg sinusoidalny. Korzystając ze wzoru /4/ można więc napisać:

$$i_c = I_N \exp \left[ (U_{BE} + \bar{U}_b \cos \omega t) / U_T \right] \quad /5/$$

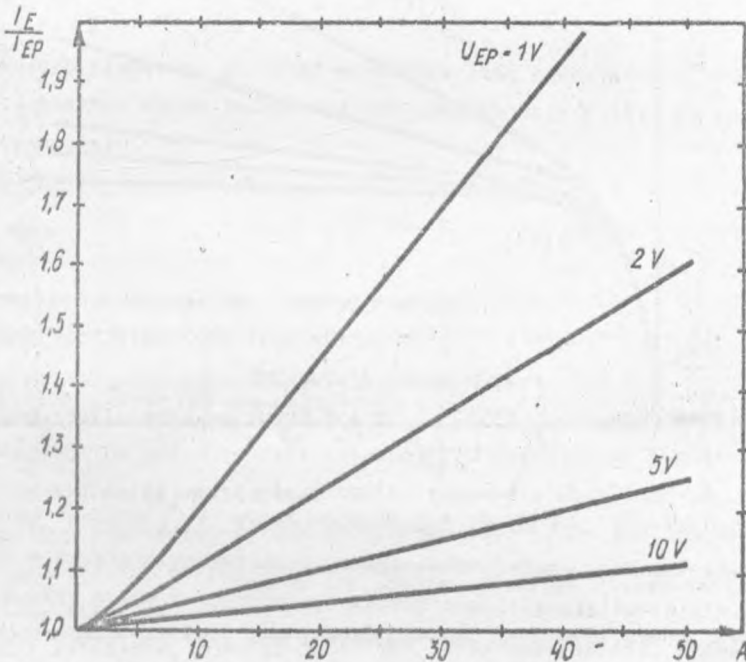
Rozkładając funkcję  $i_c(\omega t)$  na szereg Fouriera można otrzymać wartość składowej stałej i pierwszej harmonicznej prądu kolektora:

$$I_E = I_{EP} \left( 1 + \frac{\ln I_0(A)}{\frac{U_{EP}}{U_T} + 1} \right) \quad +/6/$$

Przebieg funkcji  $I_E/I_{EP}$  przedstawiony został r.a rys. 4.

$$I_{c1} = I_{EP} \cdot \frac{2I_1(A)}{I_0(A)} \left( 1 + \frac{\ln I_0(A)}{\frac{U_{EP}}{U_T} + 1} \right) \quad +/7/$$

gdzie:  $I_0, I_1$  - walcowe funkcje Bessela.



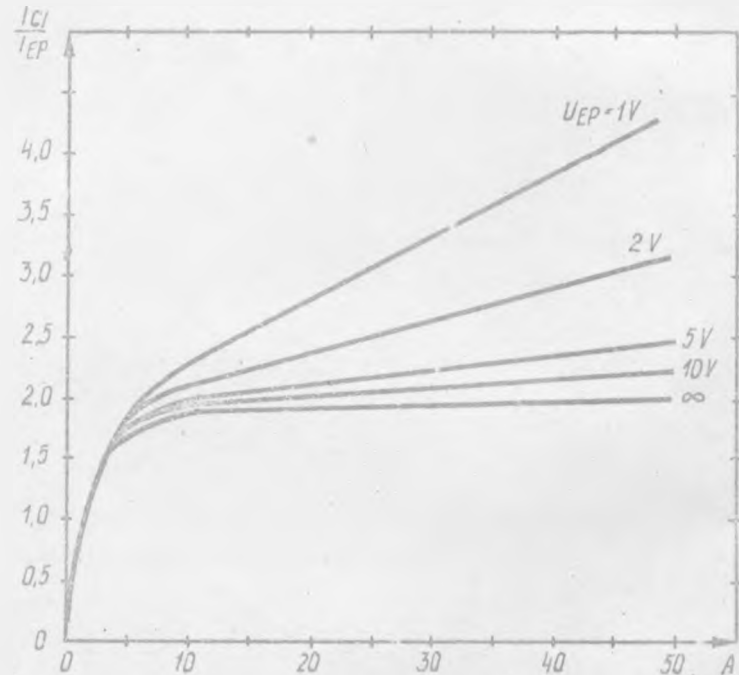
Rys. 4. Składowa stała prądu emitera w funkcji amplitudy napięcia na bazie

Funkcje  $I_0(A)$  i  $I_1(A)$  zostały przybliżone za pomocą szeregów:

$$I_0(A) = 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(A/2)^{2n}}{(n!)^2} \quad /S1/$$

$$I_1(A) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n(A/2)^{2n-1}}{(n!)^2} \quad /S2/$$

Szereg S1 jest zamieszczony w [5], a szereg S2 powstał przez różniczkowanie wyraz po wyrazie szeregu S1. W obliczeniach uwzględniono 35 pierwszych wyrazów tych szeregów.



Rys. 5. Amplituda pierwszej harmonicznej prądu kolektora w funkcji amplitudy napięcia na bazie

Z analizy rys. 5 wynikają następujące wnioski:

- względne zmiany pierwszej harmonicznej prądu kolektora są mniejsze od względnych zmian amplitudy napięcia na bazie /szczególnie dla dużych amplitud/;

- im większe jest napięcie  $U_{EP}$ , tym mniejsze są zmiany pierwszej harmonicznej prądu kolektora; przy projektowaniu oscylatora należy więc wybierać możliwie duże  $U_{EP}$ .

#### 4. PARAMETRY MODELU TRANZYSTORA DLA DUŻYCH SYGNAŁÓW

W punkcie tym zostanie opisany sposób wyliczania parametrów schematu zastępczego tranzystora pracującego w obszarach aktywnym i zatkania na podstawie parametrów małosygnalowych tego tranzystora.

##### 4.1. Admitancja $y_{21s}$

Parametr ten ma największe znaczenie przy projektowaniu oscylatora, dlatego od niego zaczniemy.

W katalogach podawana jest małosygnalowa wartość tego parametru, taka że:

$$I_c = |y_{21}| \bar{U}_b \quad /8/$$

Dla dużych sygnałów, gdy prąd kolektora jest odkształcony, równanie to nie jest słuszne. Można jednak znaleźć taką funkcję  $\gamma_1(A)$ , że spełnione będzie równanie:

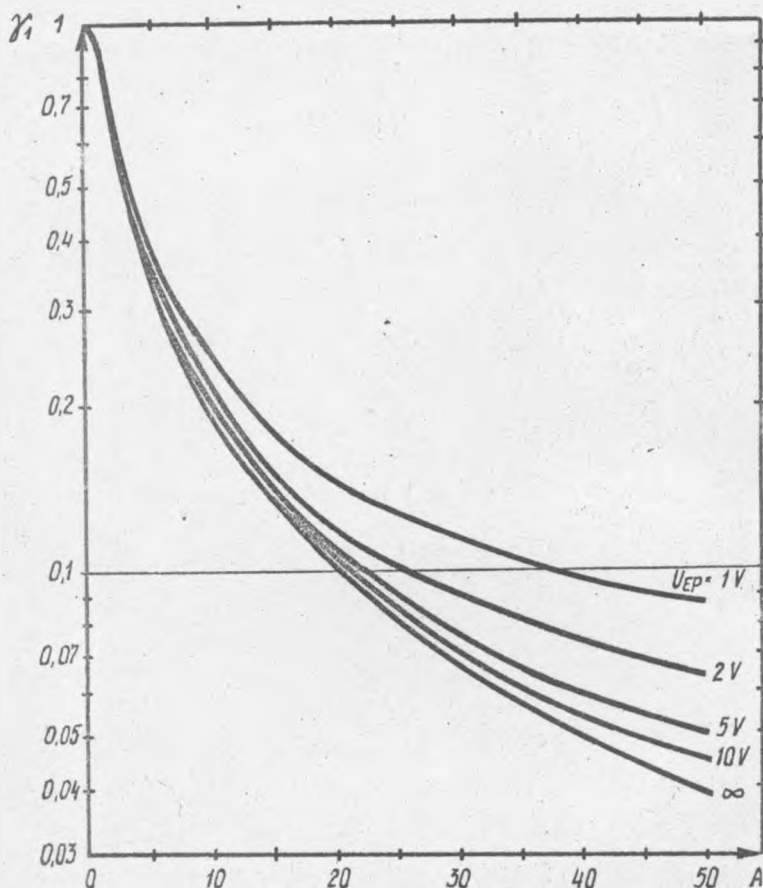
$$I_{c1} = |y_{21}| \cdot \gamma_1(A) \cdot U_b = |y_{21s}| U_b \quad /9/$$

Korzystając z wzorów /6/ i /7/ otrzymamy:

$$\gamma_1(A) = \frac{2I_1(A)}{AI_0(A)} \left( 1 + \frac{\ln I_0(A)}{\frac{U_{EP}}{U_T} + 1} \right) \quad +/10/$$

Przebieg funkcji  $\gamma_1(A)$  został przedstawiony na rys. 6.

Jeżeli w oscylatorze wystąpią jakiegokolwiek zmiany wartości elementów /zmiana punktu pracy tranzystora, zmiana napięcia zasilania itp./, warunki pracy ustalają się tak, aby spełnione było równanie /1/. Prowadzi to do zmiany  $y_{21s}$ , a tym samym amplitudy oscylacji, co nie jest korzystne. Aby zmiany te zminimalizować, należy projektować oscylator tak, żeby wraz-



Rys. 6. Wartości funkcji  $\gamma_1(A)$

liwość prądu kolektora na zmiany amplitudy napięcia na bazie była jak naj-  
mniejsza.

Zdefiniujmy funkcję wrażliwości pierwszej harmonicznej prądu kolektora  
na zmiany  $\gamma_1$ :

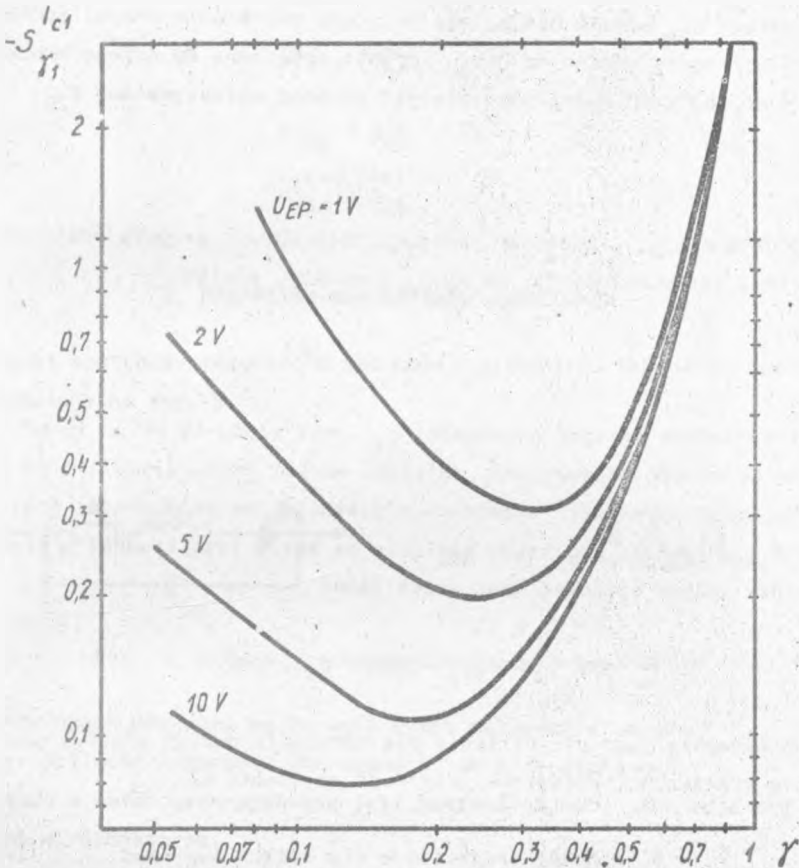
$$S_{\gamma_1}^{I_{c1}} = \left( \frac{dI_{c1}}{I_{c1}} \right) / \left( \frac{d\gamma_1}{\gamma_1} \right)$$

/11/

Wartości tej funkcji zostały obliczone numerycznie, przy czym zastoso-  
wano przybliżenie:

$$S_{\gamma_1}^{I_{c1}} = \left( \frac{\Delta I_{c1}}{\Delta A} \cdot \frac{\Delta A}{\Delta \gamma_1} \right) \frac{\gamma_1}{I_{c1}}$$

gdzie:  $A = 10^{-6}$



Rys. 7. Wykres funkcji wrażliwości

Jak widać na wykresie /rys. 7/ funkcja ta osiąga dla pewnych wartości  $\gamma_1$  minimum, przy czym wrażliwość jest tym mniejsza, im większe jest napięcie  $U_{EP}$ .

4.2. Admitancja  $y_{22s}$ 

We współczesnych tranzystorach w.cz. wartość  $g_{22}$  nie przekracza kilku  $\mu S$  a  $b_{22}$  odpowiada pojemności  $c_{22}$  rzędu 1 do 5 pF. Ze względu na fakt, że wyjście tranzystora obciążone jest rezystorem o konduktancji rzędu 0,1 mS do 1 mS, nie ma konieczności uwzględniania w obliczeniach  $g_{22}$ .

Pojemność  $c_{22}$  prawie nie zależy od prądu emitera /w przybliżeniu jest odwrotnie proporcjonalna do  $\sqrt{U_{BC}}$ / i jest dołączona do dużego kondensatora  $C_1$  - do obliczeń można więc przyjąć wartość małosygnałową  $c_{22}$ .

4.3. Admitancja  $y_{11s}$ 

Konduktancja  $g_{11}$ , podobnie jak  $g_{21}$ , jest wprost proporcjonalna do prądu emitera /przy założeniu, że  $I_E/I_B = \text{const}/$ , a więc

$$g_{11s} = g_{11} \cdot \gamma_1(A) \quad /12/$$

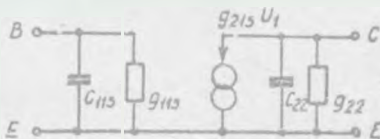
Małosygnałowa wartość pojemności  $c_{11}$  jest rzędu 10 pF do 15 pF i stanowi sumę pojemności dyfuzyjnej, zależnej wprost proporcjonalnie od prądu emitera, oraz pojemności złączonej niezależnej od tego prądu. Analiza zmian  $c_{11}$  w funkcji amplitudy napięcia na bazie jest trudna; w praktyce wystarczy jednak stosować wzór przybliżony

$$c_{11s} = 0,5 \cdot c_{11} \quad /13/$$

Zastosowanie tego przybliżenia nie spowoduje dużych błędów, gdyż do wejścia tranzystora dołączona jest duża pojemność  $C_2$ .

## 4.4. Model tranzystora dla dużych amplitud

Uwzględniając w pkt. 4.1 do 4.3 analizę parametrów tranzystora otrzymujemy następujący model tranzystora dla dużych sygnałów /rys. 8/:



Rys. 8. Model tranzystora dla dużych sygnałów

Wartości elementów przyjmowane do obliczeń:

$$g_{11s} = g_{11} \cdot \gamma_1(A)$$

$$c_{11s} = .5 c_{11}$$

$$y_{21s} = y_{21} \gamma_1(A)$$

$$\varphi_{21s} = \varphi_{21}$$

$$g_{22s} = g_{22}$$

$$c_{22s} = c_{22}$$

## 5. PARAMETRY REZONATORÓW KWARCOWYCH

Schemat zastępczy rezonatora kwarcowego w pobliżu rezonansu został przedstawiony na rys. 9.



Rys. 9. Schemat zastępczy rezonatora kwarcowego

W katalogach podawane są na ogół tylko maksymalne wartości  $R_s$  i  $C_0$  oraz częstotliwość rezonansu szeregowego lub antyrezonansu.

Ponadto w katalogach podawana jest maksymalna moc, jaka może być wydzielona w rezonatorze.

Rozrzut wartości  $R_s$  i  $C_0$  jest dość duży, ponadto wartość  $R_s$  pod wpływem zmian temperatury i mocy wydzielanej w rezonatorze może zmniejszyć się nawet pięciokrotnie.

Można wykazać /1/, /2/, że:

\*) Częstotliwość antyrezonansu jest to częstotliwość, na jakiej pracuje rezonator, jeżeli suma pojemności statycznej i pojemności dołączonej z zewnątrz jest równa podanej w katalogu pojemności obciążenia  $C_L$ .  
Zwykle  $C_L = 30$  pF lub  $32$  pF.

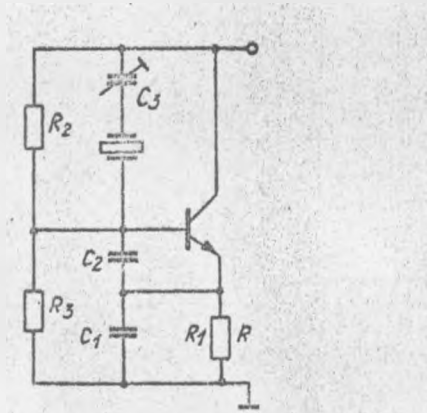
$$R_a = \frac{R_s}{(1-e)^2} \quad /14/$$

$$X_a = \frac{1}{\omega C_o} \frac{e}{1-e} \quad /15/$$

$$\text{gdzie } e = \frac{C_o}{C_L} / \left( 1 - \frac{C_o}{C_L} \right) \quad /16/$$

## 6. PROJEKTOWANIE OSCYLATORA KWARCOWEGO

Podana zostanie w tym rozdziale metoda projektowania oscylatora pracującego na częstotliwości podstawowej rezonatora, w układzie podanym na rys. 10.



Rys. 10. Schemat układu oscylatora kwarcowego

### 6.1. Wybór tranzystora i jego punktu pracy

Tranzystor pracujący w układzie oscylatora powinien charakteryzować się następującymi cechami:

- wysoką częstotliwością graniczną przy małym prądzie emitera,
- małymi pojemnościami  $c_{11}$  i  $c_{22}$ ,
- małym kątem  $\varphi_{21}$ ,
- dużym wzmocnieniem prądowym.



Jak wynika z analizy przeprowadzonej w pkt. 3, korzystne są jak największe spadki napięcia na rezystorze emiterowym  $R_1$ . Z drugiej jednak strony, powiększanie tego napięcia powoduje /przy ustalonym napięciu zasilania/ zmniejszanie  $U_{CB}$ , a tym samym zmniejszanie częstotliwości granicznej tranzystora.

Przy wyborze prądu emitera należy wziąć pod uwagę następujące zależności: wzrost  $I_E$  powoduje zwiększenie  $g_{21}$ , a tym samym umożliwia zwiększenie pojemności  $C_1$  i  $C_2$ , dzięki czemu maleje wpływ pojemności wewnętrznych tranzystora. Jednocześnie rośnie jednak moc wydzielana w kwarcu oraz szumy wnoszone przez tranzystor. Należy również wziąć pod uwagę, że od  $I_E$  zależy częstotliwość graniczna tranzystora.

Dla częstotliwości pracy do 20 MHz /nie spotyka się rezonatorów pracujących na częstotliwości podstawowej o wyższej częstotliwości/ dobrze nadają się np. tranzystory BF183 i BF214.

## 6.2. Wybór wartości funkcji $\chi_1(A)$

Przy wyborze  $\chi_1$  należy rozważyć następujące zależności: gdy  $\chi_1$  rośnie, to

- maleje zapas wzmocnienia, a więc łatwiej może nastąpić zerwanie drgań;
- trzeba zmniejszyć pojemności  $C_1$  i  $C_2$ , co zwiększa wpływ pojemności wewnętrznych tranzystora na pracę układu;
- maleje amplituda drgań.

Jeżeli jest to możliwe, należy wybierać  $\chi_1$  w pobliżu minimum funkcji wrażliwości /pkt. 4.1, rys. 7/.

## 6.3. Wybór stosunku pojemności $k = C_1/C_2$

Wartość  $k$  nie jest krytyczna, może zmieniać się w dość dużych granicach. Przy wyborze wartości  $k$  należy zwrócić uwagę na fakt, że wraz ze wzrostem  $k$  rośnie wpływ  $c_{11}$  na częstotliwość, a maleje wpływ  $c_{22}$ .

## 6.4. Algorytm obliczania elementów oscylatora

Wartości elementów oscylatora oblicza się według następującego algorytmu:

1. Wybieramy wartości  $U_{EP}$  i  $I_{EP}$
2. Obliczamy  $R_1, R_2, R_3$
3. Obliczamy  $R_3 = R_Q = \frac{R_s}{(1-a)^2}$
4. Wybieramy  $k$  i  $\gamma_1(A)$
5. Obliczamy  $y_{21s} = y_{21} \cdot \gamma_1(A)$
6. Ze wzoru /3a/ obliczamy iloczyn  $B_1 B_2$

$$B_1 \cdot B_2 = \frac{|y_{21s}| \cdot \gamma_1}{R_3}$$

7. Obliczamy  $B_1$  i  $B_2$

$$B_1 = \sqrt{k \cdot B_1 \cdot B_2}$$

$$B_2 = B_1/k$$

8. Obliczamy maksymalną moc wydzieloną w rezonatorze.

Ponieważ wartość  $R_Q$  może być nawet pięciokrotnie mniejsza niż wynikałoby to z danych katalogowych, w takim samym stosunku może zmaleć  $\gamma_1$ . Znajdujemy więc na wykresie wartość  $A$  odpowiadającą pięciokrotnie mniejszej wartości  $\gamma_1$  niż wybrana w p. 4.. Następnie obliczamy  $R = R_Q/5$  i podstawiamy do wzoru:

$$P = \frac{(A^2 \gamma_1^2 B_2)^2 R}{2} \quad +/17/$$

Jeżeli moc  $P$  jest większa niż moc dopuszczalna podana w katalogu rezonatorów, należy zwiększyć  $k$  lub  $\gamma_1$  i rozpocząć obliczenia od p. 5.

9. Obliczamy  $X_3$  ze wzoru /2a/:

$$X_3 = 1/B_1 + 1/B_2$$

10. Obliczamy  $a_1 = G_1/B_1$ :

$$a_2 = G_2/B_2$$

$$a_3 = R_3/X_3$$

11. Ze wzoru /3/ obliczamy iloczyn  $B_1 B_2$ :

$$B_1 B_2 = \frac{|y_{21s}| \cos \varphi_{21s} + G_1 + G_2}{R_3(1-a_1 a_2 + (a_1 + a_2)/a_3)}$$

12. Jeżeli wartość iloczynu  $B1B2$  różni się od wartości tego iloczynu, obliczonej poprzednio, mniej niż o np. 1%, należy kontynuować obliczenia od p. 15. W przeciwnym przypadku przechodzimy do p. 13.
13. Obliczamy  $B1$  i  $B2$  jak w p. 7.
14. Ze wzoru /2/ obliczamy  $X3$ :

$$X3 = \frac{1/B1 + 1/B2 + (|y_{21s}| \cdot \sin \varphi_{21s}) / (B1B2)}{1 - a_1 a_2 - (a_1 + a_2) a_3}$$

i wracamy do p. 10.

15. Obliczamy  $B1$  i  $B2$ , jak w p. 7, oraz  $C1$ ,  $C2$  i średnią wartość pojemności trymera /warikapu/  $C3$ :

$$C1 = B1/\omega_0$$

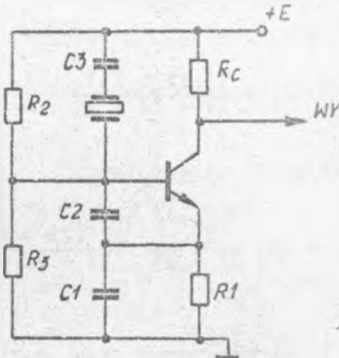
$$C2 = B2/\omega_0$$

$$C3 = (1/C_L - 1/C1 - 1/C2)^{-1}$$

Według opisanego tutaj algorytmu działa program napisany w języku BASIC, którego wydruk został umieszczony w dodatku. Znajdują się tam również wyniki obliczeń elementów oscylatora wykonane za pomocą tego programu.

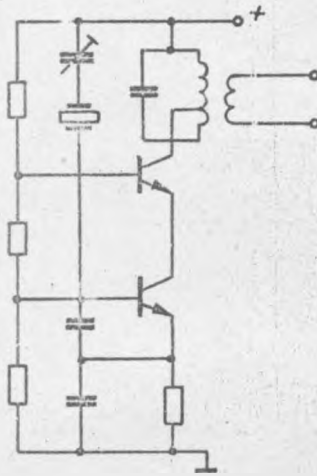
## 7. MODYFIKACJE UKŁADU OSCYLATORA

Jak wynika z pkt. 3, wrażliwość prądu kolektora na zmiany parametrów układu jest mniejsza niż wrażliwość napięcia na bazie. Aby tę właściwość wykorzystać, można zastosować układ jak na rys. 11.



Rys. 11. Układ oscylatora z rezystorem kolektorowym

Aby zmniejszyć wpływ obciążenia na parametry oscylatora, można zastosować układ kaskodowy /rys. 12/. Oprócz separacji obciążenia daje on możliwość powielenia częstotliwości wyjściowej oscylatora. Obydwa układy dokładniej opisane są w [1].



Rys. 12. Kaskodowy układ oscylatora

## 8. WYPROWADZENIA WZORÓW

Wyrowadzenia wzorów /1/, /2/, /3/

Dla układu z rys. 2 słuszne są równania:

$$U_2 = -y_{21s} U_1 Z_L \quad A1$$

$$U_1 = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} U_2 \quad A2$$

gdzie:

$$Z_L = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad A3$$

Podstawiając A2 i A3 do A1 otrzymujemy:

$$U_2 = -U_2 \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \cdot \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \cdot y_{21s}$$

$$\frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_3} y_{21s} = -1$$

$$Y_1 Y_2 (Z_1 + Z_2 + Z_3) = -Y_{21} s$$

$$Y_1 + Y_2 + Y_1 Y_2 Z_3 = -Y_{21} s$$

Wprowadzając oznaczenia jak na str. 3, otrzymujemy:

$$\begin{aligned} G_1 + jB_1 + G_2 + jB_2 + (G_1 + jB_1)(G_2 + jB_2)(R_3 + jX_3) = \\ = -|Y_{21s}| (\cos \varphi_{21} + j \sin \varphi_{21}) \end{aligned} \quad A4$$

Wzory /2/ i /3/ otrzymujemy po rozdzieleniu części rzeczywistej i urojonej równania A4.

Wyprowadzenie wzoru /6/

Ze wzoru /4/ można obliczyć

$$I_N = I_{EP} \exp(-U_{BEP}/U_T) \quad A5$$

gdzie  $I_{EP}$ ,  $U_{BEP}$  - prąd emitera i napięcie baza-emiter przy braku oscylacji.

Podstawiając A5 do /5/ otrzymujemy:

$$\begin{aligned} I_c = I_{EP} \exp(-U_{BEP}/U_T) \cdot \exp[(U_{BE} + U_b \cos \omega t)/U_T] = \\ = I_{EP} \exp\left(\frac{U_{BE} - U_{BEP}}{U_T}\right) \cdot \exp(\Lambda \cdot \cos \omega t) \end{aligned} \quad A6$$

gdzie  $U_{BE}$  - składowa stała napięcia baza-emiter w czasie pracy oscylatora.

Składową stałą prądu emitera można obliczyć wykorzystując wzór na wyraz zerowy szeregu Fouriera:

$$I_E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_c d\omega t$$

Wykorzystując A6 i podstawiając  $\varphi = \omega t$ , otrzymujemy:

$$I_E = I_{EP} \exp\left[\frac{(U_{BE} - U_{BEP})}{U_T}\right] \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e^{\Lambda \cos \varphi} d\varphi \quad A7$$

Aby obliczyć całkę z wzoru A7, wprowadźmy podstawienie

$$u = \cos \varphi$$

Po dokonaniu podstawienia otrzymujemy:

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e^{A \cos \varphi} d\varphi = -\frac{1}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{e^{Au}}{\sqrt{1-u^2}} du$$

Wykorzystując pracę [5] otrzymujemy:

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e^{A \cos \varphi} d\varphi = \frac{1}{\pi} \sqrt{\pi} \Gamma\left(\frac{1}{2}\right) \cdot I_0(A) = I_0(A) \quad A8$$

Podstawiając A8 do A7:

$$I_E = I_{EP} \exp\left(\frac{U_{BE} - U_{BEP}}{U_T}\right) \cdot I_0(A) \quad A9$$

Dla układu, którego schemat przedstawiony jest na rys. 3 słuszne jest równanie:

$$I_E R_E + U_{BE} = E_B \quad A10$$

Wyliczając z A10  $U_{BE}$  i wstawiając do A9 otrzymujemy:

$$I_E = I_{EP} \exp\left(\frac{E_B - I_E R_E - U_{BEP}}{U_T}\right) \cdot I_0(A) \Rightarrow \quad A11$$

$$\Rightarrow \ln \frac{I_E}{I_{EP}} + \frac{I_E}{I_{EP}} \cdot \frac{U_{EP}}{U_T} = \frac{U_{EP}}{U_T} + \ln I_0(A)$$

Dla spotykanych w praktyce wartości ( $I_E / I_{EP} \ll 2$ ) można zastosować przybliżenie

$$\ln x = x - 1$$

otrzymując rozwiązanie równania A11 z błędem nie przekraczającym 0,2%, co zostało sprawdzone numerycznie.

Wynikiem rozwiązania A11 jest równanie /6/:

$$I_E = I_{EP} \left( 1 + \frac{\ln I_0(A)}{\frac{U_{EP}}{U_T} + 1} \right)$$

Wyprowadzenie wzoru /7/

Aby obliczyć amplitudę pierwszej harmonicznej prądu kolektora, stosujemy wzór na pierwszy wyraz szeregu Fouriera:

$$I_{c1} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_c \cdot \cos \varphi \, d\varphi + \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_c \sin \varphi \, d\varphi \quad A12$$

Ze względu na parzystość funkcji podcałkowej

$$\int_0^{\pi} i_c \sin \varphi \, d\varphi = 0$$

a więc:

$$\begin{aligned} I_{c1} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_c \cos \varphi \, d\varphi = \\ &= 2 I_{EP} \exp \left[ (U_{BE} - U_{BEP}) / U_T \right] \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e^{A \cos \varphi} \cos \varphi \, d\varphi \quad A13 \end{aligned}$$

Obliczmy całkę ze wzoru A13:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e^{A \cos \varphi} \cos \varphi \, d\varphi &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\partial}{\partial A} e^{A \cos \varphi} \, d\varphi = \frac{d}{dA} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e^{A \cos \varphi} \, d\varphi = \\ &= \frac{d}{dA} I_0(A) = I_1(A) \end{aligned}$$

Podstawiając do A13 otrzymujemy:

$$I_{c1} = 2 I_{EP} \exp \left[ (U_{BE} - U_{BEP}) / U_T \right] \cdot I_1(A) \quad A14$$

Przekształcając A9 i wstawiając do A14 otrzymujemy:

$$I_{c1} = \frac{I_E}{I_0(A)} \cdot 2 I_1(A) \quad A15$$

Wstawiając do A15 wzór A/6/ uzyskujemy równanie /7/:

$$I_{c1} = I_{EP} \frac{2I_1(A)}{I_0(A)} \left( 1 + \frac{\ln I_0(A)}{1 + \frac{U_{EP}}{U_T}} \right)$$

Wyprowadzenie wzoru /10/

Wykorzystując równania /7/ i /9/ oraz podstawiając

$$Y_{21} \approx \frac{I_E}{U_T}$$

otrzymujemy:

$$\gamma_1 = \frac{I_{c1}}{\frac{I_E}{U_T} \cdot \Omega_b} = \frac{I_{c1}}{I_E \cdot A} = \frac{2 I_1(A)}{A I_0(A)} \left( 1 + \frac{\ln I_0(A)}{\frac{U_{EP}}{U_T} + 1} \right)$$

Wyprowadzenie wzoru /17/

Moc wydzielaną w rezonatorze kwarcowym można obliczyć ze wzoru:

$$P = I^2 R_Q \quad A16$$

gdzie  $I$  - prąd płynący przez rezonator.

Zakładając, że  $i_b = 0$  oraz że  $Y_2 = B_2$ , otrzymujemy:

$$I = U_B Y_2 = \frac{\bar{U}_b}{\sqrt{2}} B_2 \quad A17$$

Podstawiając  $\bar{U}_b = A \cdot U_T$  do A17, a następnie A17 do A16 otrzymujemy wzór /17/.

#### DODATEK

Zostanie tutaj przedstawiony program, za pomocą którego można obliczać wartości elementów oscylatorów kwarcowych pracujących w układzie z rys.10.

Program działa według algorytmu przedstawionego w pkt. 6. Napisany został w języku BASIC.



Po rozpoczęciu działania programu kalkulator żąda /wyświetlając odpowiednie zmienne/ wprowadzenia kolejno następujących danych:

- napięcia zasilania  $E$
- napięcia na rezystorze emiterowym  $U_E$
- prądu emitera  $I_E$
- pojemności obciążenia rezonatora  $C_L$
- pojemności statycznej rezonatora  $C_0$
- rezystancji strat rezonatora  $R_S$
- małosygnałowych parametrów admitancyjnych tranzystora
- maksymalnej mocy rozpraszanej w rezonatorze
- częstotliwości pracy oscylatora
- wartości funkcji  $\gamma_1$
- wartości stosunku pojemności  $C1/C2$ .

W przypadku, jeżeli przy tych danych wejściowych moc rozpraszana w kwarcu przekracza dopuszczalną - kalkulator żąda wprowadzenia nowych wartości  $\gamma_1$  i  $C1/C2$ .

Po zakończeniu obliczeń wyniki są drukowane. Przykładowy wydruk został dołączony na str. 22.

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności  
Nr 5-8762  
WYKAZ LITERATURY

1. Altszuller G.B.: Kwartciewaia stabilizacja czastoty. Izdatielstwo "Swiaz", Moskwa 1974.
2. Altszuller G.B.: Uprawlienie czastotnoj kwarciewych gieneratorow. Izdatielstwo "Swiaz", Moskwa 1975.
3. Pawłowski J.: Podstawowe układy elektroniczne - wzmacniacze i generatory. WKiŁ, Warszawa 1975.
4. Rosiński W.: Zasady działania tranzystorów. WNT, Warszawa 1977.
5. Ryżyk I.M. i in.: Tablice całek, sum, szeregów i iloczynów. Warszawa 1968.

```
10 READ B,W,D
20 DATA 0.8,0.98,-1.85
30 DISP "E= (V)";
40 INPUT E
50 DISP "UE= (V)";
60 INPUT U1
70 DISP "IE= (MA)";
80 INPUT I1
90 DISP "CL= (PF)";
100 INPUT C
110 C=C*1E-12
120 DISP "C0= (PF)";
130 INPUT C0
140 C0=C0*1E-12
150 DISP "G11= (US)";
160 INPUT G8
170 G8=G8*1E-06
180 DISP "G22= (US)";
190 INPUT G9
200 G9=G9*1E-06
210 DISP "C11= (PF)";
220 INPUT C8
230 C8=C8*1E-12
240 DISP "C22= (PF)";
250 INPUT C9
260 C9=C9*1E-12
270 DISP "Y21= (MS)";
280 INPUT Y
290 Y=Y*1E-03
```

```

300 DISP "FI= (DEG)";
310 INPUT F1
320 DISP "PQ MAX= (MW)";
330 INPUT P0
340 P0=P0*1E-03
350 DISP "F0= (MHZ)";
360 INPUT F0
370 F0=F0*1E+06
380 DISP "RS= (OM)";
390 INPUT R9
400 U0=2.6E-02
410 X=U1/U0+1
420 R1=U1/I1
430 R2=5*(U1+0.7)/I1
440 R0=5*E/I1-R2
450 E0=C0/C/(1-C0/C)
460 R3=R9/(1-E0)2
470 DISP "GAMMA=";
480 INPUT G
490 DISP "C1/C2=";
500 INPUT K
510 S=Y*G
520 A1=0
530 A2=0
540 A3=1
550 M0=1
560 G1=1/R1*1E-03+G9
570 G2=G*G8

```

```

580 DEG
590 M=(S*COS(F1)+G1+G2)/(R3*(1-A1*A2+(A1+A2)/A3))
600 B1=SQR(K*M)
610 B2=B1/K
620 X3=(1/B1+1/B2+S*SIN(F1)/M)/(1-A1*A2-(A1+A2)*A3)
630 A1=G1/B1
640 A2=G2/B2
650 A3=R3/X3
660 IF ABS(M0-M)/M<0.01 THEN 690
670 M0=M
680 GOTO 590
690 G5=G/5
700 GOSUB 1010
710 U2=U0+A
720 P=(U2*B2)+2*R3/10
730 IF P>P0 THEN 470
740 T0=2*PI*F0
750 C1=(B1/T0-C9)
760 C2=(B2/T0-0.5*C8)
770 C3=(1/(1/C-1/C1-1/C2)-C0)*1E+12
780 PRINT "          OSCYLATOR KWARCOWY"
790 PRINT
800 WRITE (15,900)E,I1,U1
810 WRITE (15,910)R1,R2,R8
820 WRITE (15,920)C1*1E+12,C2*1E+12,C3
830 WRITE (15,930)C0*1E+12,C*1E+12
840 WRITE (15,970)G8*1E+06,C8*1E+12
850 WRITE (15,980)G9*1E+06,C9*1E+12
860 WRITE (15,990)Y*1E+03,F1

```

```

870 WRITE (15,950)G
880 WRITE (15,960)P
890 WRITE (15,940)F0
900 FORMAT 10X,"E=",F6.2,"V",5X,"IE=",F6.2,"MA",5X,"UE=",F6.2,"V",/
910 FORMAT 10X,"R1=",F9.2,"KOM",4X,"R2=",F9.2,"KOM",4X,"R3=",F9.2,"KOM"
920 FORMAT 10X,"C1=",F9.0,"PF",5X,"C2=",F9.0,"PF",5X,"C3=",F9.0,"PF",/
930 FORMAT 10X,"C0=",F9.1,"PF",5X,"CL=",F9.1,"PF"
940 FORMAT 10X,"E0=",E11.4,"HZ",/
950 FORMAT 10X,"GAMMA=",F7.3
960 FORMAT 10X,"R0=",E9.2,"W"
970 FORMAT 10X,"G11=",F9.2,"US",5X,"C11=",F9.2,"PF"
980 FORMAT 10X,"G22=",F9.2,"US",5X,"C22=",F9.2,"PF"
990 FORMAT 10X,"Y21=",F9.2,"MS",5X,"FI21=",F8.2,"DEG"
1000 GOTO 350
1010 DEF FNG(A)=2/A*(1-1/(A/B+1))*(1+(A*M+D)/X)
1020 H0=0.1
1030 N1=200
1040 L=SGN(FNG(N0))-FNG(N1)
1050 N2=(N0+N1)/2
1060 K2=FNG(N2)
1070 IF ABS((K2-G5)/G5)<0.01 THEN 1130
1080 IF (G5-K2)*L>0 THEN 1110
1090 N0=N2
1100 GOTO 1050
1110 N1=N2
1120 GOTO 1050
1130 A=N2
1140 RETURN
1150 END

```

Dokonych czas ukazały się :

1. Białobrzeski R., Sońta S.: Zastosowanie testu chi kwadrat Pearsona do weryfikacji hipotezy statystycznej, na podstawie empirycznej gęstości prawdopodobieństwa. Grudzień 1977.
2. Blinkiewicz A., Mędrzycki B., Hutnik M., Samblerski R.: Zastosowanie pamięci kasetowej PK-1 do rejestracji danych w systemie komutacyjnym E-10. Styczeń 1978.
3. Orłowski A.: Optymalizacja układu ogranicznika dynamiki zwłaszcza dla radiofonii krótkofalowej. Luty 1978.
4. Frączek K.: Zasady opracowywania wymagań techniczno-eksploatacyjnych na urządzenia pomiarowe w resorcie łączności. Marzec 1978.
5. Białobrzeski R., Budziewicz J.: Minimalna częstość próbkowania sygnału losowego przy pomiarze jego mocy średniej. Marzec 1978.
6. Lewandowski W.: Wprowadzenie komutacji teledacyjnej kanałów cyfrowych w powszechnej telefonicznej sieci komutacyjnej z centralami elektrycznymi E-10. Kwiecień 1978.
7. Dudziewicz J.: Ogólne wytyczne w sprawie prowadzenia i dokumentowania prac naukowo-badawczych wykonywanych w Instytucie łączności. Kwiecień 1978.
8. Stągrowski A.: Metoda detekcji i pomiaru impulsów o maksymalnych i minimalnych czasach trwania w ciągu. Maj 1978.
9. Chamski J.: System CTI-B dla maszyny cyfrowej R-10. Maj 1978.
10. Puchalski E.: Kompensator napięcia stałego stosowany w układach do sprawdzania przetworników termoelektrycznych i mikropotencjometrów. Czerwiec 1978.
11. Kozłowski A.: Elektroniczny sygnalizator przywołania abonenta w aparacie telefonicznym CB. Wrzesień 1978.
12. Stasierski L.: Wyładowania łukowe w.c.z. na izolatorach odciągów pionowych anten radiofonicznych. Październik 1978.
13. Walaszek S.: Zastosowanie uogólnionego rozwiązania układu o trzech stanach do analizy niezawodności. Styczeń 1979.
14. Sońta S.: Aparatura automatyczna badań sieci łączny międzymiastowych systemu ABA-3. Luty 1979.

15. Godlewski P.: Język programowania badań w systemie ABA2 i ABA3. Marzec 1979.
16. Waśniewski A.: Kombinatoryczne aspekty planowania badań sieci telekomunikacyjnej za pomocą systemu ABA-3. Kwiecień 1979.
17. Bieniek L., Lebledziuk B.: System edycji, przechowywania i translacji programów w języku SAWIK dla minikomputera MERA 305. Maj 1979.
18. Godlewski P.: Aparatura sterująca systemu badawczego ABA-3 - architektura urządzenia. Czerwiec 1979.
19. Chamski J.: Centrum eksploatacji technicznej w systemie E 10. Lipiec 1979.
20. Porada M.: Komunikat o badaniach zakłóceń impulsowych w łączyach telefonicznych. Sierpień 1979.
21. Sońta S.: Generacja sygnałów losowych niezależnych obciążających kanały telefoniczne. Wrzesień 1979.
22. Karwowska-Lamparska A.: Koncepcja systemu WIDEOTEKS. Październik 1979.
23. Kowalska J.: Próba eksploatacyjna automatycznej aparatury badawczej ABA-2 - analiza wyników, wnioski. Listopad 1979.
24. Tyrowicz M.: System zdalnej rejestracji kontroli obiektów specjalnych - REKO - . Grudzień 1979.
25. Frydrych Z.: Uwagi o wymiarowaniu wiązek łączy międzycentralowych. Styczeń 1980.
26. Frydrych Z.: O niezawodności sieci telekomunikacyjnej. Luty 1980.
27. Kisto M.: Automatyzacja stacjonarnych pomiarów propagacyjnych. Marzec 1980.

Biblioteca

II

S-8762