

## KŁOPOTY Z GENERATOREM COLPITTA

Pomoc do przedmiotu *TIMP*

Wersja 2.66.

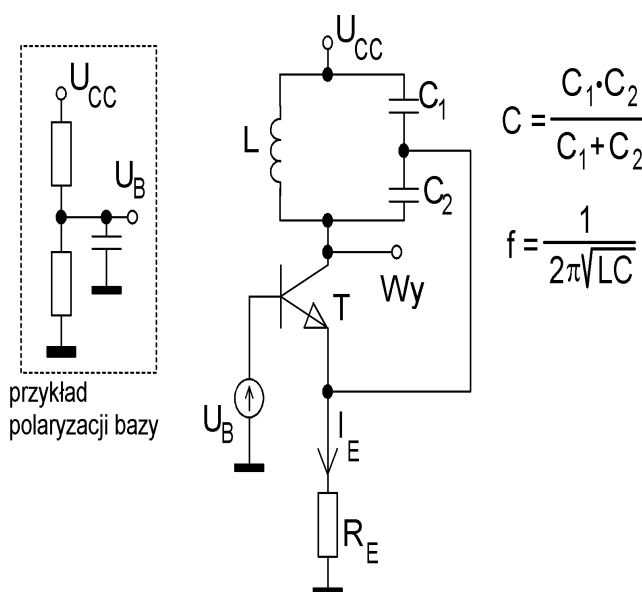
Poniższy tekst, ani żaden jego fragment nie może być publikowany i rozpowszechniany bez zgody autora.

### WSTĘP

Pomimo ogromnego rozwoju techniki cyfrowej wiele problemów technicznych ciągle rozwiązuje się analogowo. Do takich zagadnień należy z pewnością generacja sygnałów wielkiej częstotliwości. Niewątpliwie najbardziej popularnym generatorem LC jest układ Colpittsa. Cechują go bardzo prosta budowa i często dobre parametry użytkowe. Jednak układ ten ma poważną wadę, o której niechętnie wspomina się w literaturze: uruchamianie tego układu jest bardzo trudne – zwłaszcza gdy ma on pracować przy stosunkowo dużych częstotliwościach. Niestety bardzo niewielu elektroników-praktyków rozumie w pełni, jak działa generator Colpittsa i podobne mu struktury generatorów LC (generatory Hartleya i Meissnera). Brak zrozumienia w oczywisty sposób utrudnia pracę nad uruchamianym układem i zmusza do żmudnej, nieeleganckiej metody prób i błędów. Dlatego warto uchwycić przyczyny tych trudności – pozwoli to łatwiej radzić sobie z uruchamianiem, umożliwi modyfikowanie układów istniejących, a być może nawet projektowanie nowych rozwiązań.

W literaturze fachowej nie ma zbyt wielu opracowań poświęconych generatorom LC. Te, które można znaleźć, są zwykle ściśle teoretyczne, a przez to dla większości zainteresowanych niezrozumiałe (odwrotnie jest z literaturą krótkofalarską, traktującą ten temat z kolei zbyt praktycznie na zasadzie “przepisów kuchennych”). Poniższy artykuł jest próbą przedstawienia problemów typowych dla generatorów LC przy maksymalnym ograniczeniu strony teoretycznej. Trzeba jednak zaznaczyć, że opisywane zagadnienie jest jednym z najtrudniejszych w podstawowej technice analogowej i z tego powodu nie jest wdzięcznym tematem do popularyzacji.

Na kłopoty, które sprawia ten pozornie nieskomplikowany układ (rys. 1.), składa się kilka przyczyn. Jedną z nich jest nagromadzenie wielu problemów w jednym miejscu - „siła złego na jednego”. Prostota struktury samego układu wbrew pozorom utrudnia zrozumienie, gdyż za **różne** procesy, które jednocześnie przebiegają w układzie, odpowiadają **te same** elementy (np. tranzystor jest przy starcie generacji zwyczajnym wzmacniaczem małosygnalowym, ale później staje się wzmacniaczem impulsowym i detektorem jednocześnie). Co gorsza, w generatorach LC ważne są w takim samym stopniu zagadnienia małosygnalowe (typowe dla wzmacniaczy), jak i *stricte* impulsowe (wielkosygnalowe). Trudno wymieniwać inną kategorię podstawowych układów elektronicznych, w których te dwie grupy zagadnień byłyby ze sobą tak ściśle splecione. Tymczasem znaczna większość elektroników-analogowców zajmuje się albo jedną, albo



Rys. 1. Generator Colpittsa w konfiguracji WB

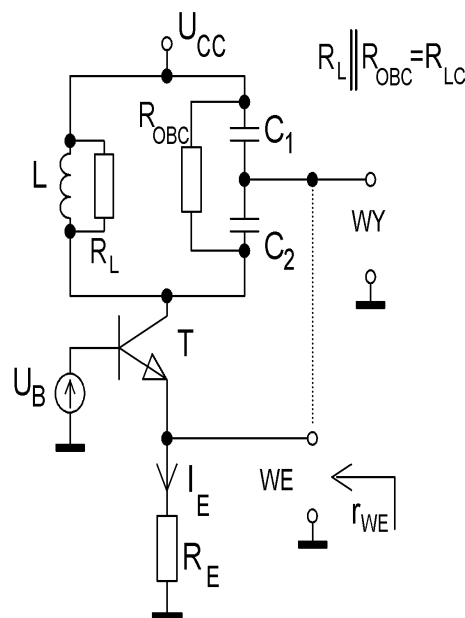
drugą dziedziną (albo sygnałową, albo impulsową), lecz nie dwiema naraz.

Spróbujmy zatem wyjaśnić, posiłkując się w miarę możliwości konkretnymi przykładami, co właściwie dzieje się w takim generatorze. Dla ustalenia uwagi założmy przykładowy projekt generatora z tranzystorem BF240 i następującymi parametrami: częstotliwość generacji 100MHz, potencjał bazy  $U_B = 3V$ , napięcie zasilania  $U_{CC} = 12V$ , prąd punktu pracy  $I_E = 2mA$ . Przykłady obliczeniowe w dalszej części artykułu będą się odwoływać do podanych wartości liczbowych.

### Działanie generatora

Na wstępie spróbujmy w najprostszy sposób opisać podstawowe zasady funkcjonowania generatora Colpittsa. Działanie tego układu można wyjaśnić pokazując, że jest to w istocie wzmacniacz rezonansowy objęty pętlą dodatniego sprzężenia zwrotnego. Małosygnałowe właściwości (a więc np. wzmocnienie) układu łatwiej przeanalizować, gdy pętla zostanie rozwarta – tak jak na rys. 2. Po takim rozwarciu mamy do czynienia ze wzmacniaczem w konfiguracji wspólnej bazy (WB). Jeżeli wzmocnienie układu jest większe od jedności (dla częstotliwości rezonansowej), to układ z zamkniętą pętlą powinien generować. Oczekujemy sygnału sinusoidalnego, a nie przebiegu o nieokreślonym kształcie, potrzebny jest więc obwód selektywny, czyli rezonansowy (L i C na rys. 1.). Mówiąc w dużym uproszczeniu: dzięki obwodowi rezonansowemu wzmacniana jest praktycznie tylko jedna, określona częstotliwość, a więc przebieg powinien mieć kształt sinusoidalny.

Jak już powiedzieliśmy, generator może rozpocząć pracę (co oznacza, że po włączeniu zasilania amplituda drgań zacznie narastać), o ile wzmocnienie napięciowe jest większe od jedności. Z drugiej strony amplituda z różnych powodów nie może narastać w nieskończoność. A więc na jakimś poziomie musi nastąpić ustalenie amplitudy drgań. Ustalenie się amplitudy jest równoznaczne z ustaleniem się wzmocnienia w pętli – wzmocnienie to jest równe jedności (bo przecież większe od jedności wymuszałoby narastanie drgań). Jakie więc właściwie jest wzmocnienie w pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego? Otóż i takie, i takie. Dla ustalenia uwagi będziemy posługiwać się terminami „wzmocnienie początkowe” (większe od jedności) i „wzmocnienie końcowe” lub „wzmocnienie stanu ustalonego” (równe jeden). Pomiędzy rozpoczęciem generacji, a ustaleniem się amplitudy drgań musi nastąpić proces zmniejszania się wzmocnienia. Oba stany – początkowy i końcowy różnią się między sobą zasadniczo – nie tylko

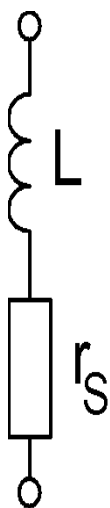


**Rys. 2.** Układ po rozwarciu pętli sprzężenia zwrotnego: wzmacniacz rezonansowy

wzmocnieniem. W fazie początkowej mamy do czynienia z liniowym wzmacnianiem, natomiast w fazie końcowej – z układem działającym ewidentnie nieliniowo (zwykle w tej fazie tranzystor pracuje impulsowo, włączając się tylko na część okresu). W stanie ustalonym jedynym sinusoidalnym (precyzyjniej: prawie sinusoidalnym) sygnałem w układzie jest przebieg napięcia na obwodzie LC.

### Dobroć obwodu rezonansowego

Za kształt generowanego sygnału (a dokładniej za poziom zniekształceń) odpowiada obwód rezonansowy (a dokładniej – dobroć obwodu). Czym większa dobroć, tym mniejsze zniekształcenia. Dobroć wpływa również na wzmacnienie i stabilność częstotliwości, dlatego jest szczególnie ważnym parametrem układu (rys. 3).

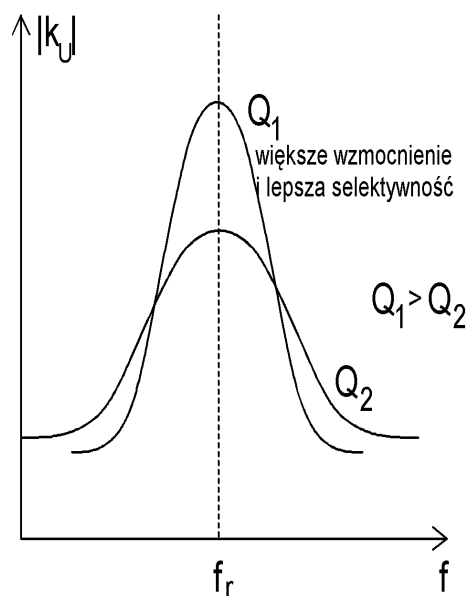


Rys. 4.

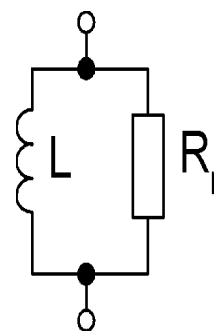
Nawet nieobciążony obwód rezonansowy nie jest idealny – ma określoną (skończoną) dobroć własną  $Q_0$ . A dodatkowo ten obwód jest obciążony innymi obwodami samego generatora. Dlatego dobroć wypadkowa  $Q$  jest mniejsza niż dobroć własna  $Q_0$ . (poźniej rozważymy, jak i czym jest obciążony obwód LC). Dobroć własną  $Q_0$  obwodu LC symbolizuje na rys. 2. rezystancja  $R_{LC}$ , a wpływ obciążenia – rezystancja  $R_{OBC}$ . Na rysunku obie rezystancje są połączone równolegle, a ich wypadkową oporność możemy oznaczyć jako  $R_r$ . Na razie jednak nie znamy jeszcze wartości obu tych rezystancji.

Rozważmy teraz właściwości rezonansowego wzmacniacza nieobciążonego, uwzględniając skończoną wartość dobroci obwodu LC. Prawie zawsze o wypadkowej dobroci obwodu rezonansowego (o ile jest nieobciążony) decyduje cewka – gdyż to właśnie jej dobroć jest z reguły znacznie mniejsza<sup>1</sup> od dobroci kondensatora. Skończona dobroć cewki wynika z istnienia niepomijalnej rezystancji szeregowej (rys. 4). Taki szeregowy obwód zastępczy jest fizycznie oczywisty (idealna cewka i rezystancja drutu nawojowego), jednak w analizie wzmacniacza rezonansowego wygodniej jest korzystać z postaci równoległej obwodu zastępczego (rys. 5.). Postać równoległa nie ma interpretacji fizycznej, za to pozwala dokonywać potrzebnych obliczeń. Po przejściu na postać równoległą można – jak na rys. 2. – obliczyć wypadkową rezystancję  $R_{LC}$  (równoległe połączenie  $R_L$  i  $R_{OBC}$ ). Wypadkowa rezystancja pozwala z kolei określić wypadkową dobroć.

<sup>1</sup>Trzeba jednak zaznaczyć, że w strojonych obwodach L-C są często stosowane kondensatory dostrojcze (trymery); niektóre z dostępnych na rynku typów mają niestety niezbyt dużą dobroć.



Rys. 3. Charakterystyka amplitudowa wzmacniacza rezonansowego dla różnych wartości dobroci  $Q$



Rys. 5.

Dobroć cewki dla obwodu w postaci szeregowej:

$$Q_L = \frac{2\pi fL}{r_s} \quad (1)$$

i dla obwodu w postaci równoległej:

$$Q_L = \frac{R_{rL}}{2\pi fL} \quad (2)$$

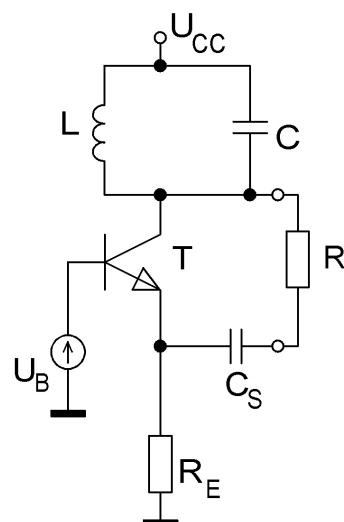
gdzie:  $f$  – częstotliwość, dla której liczymy dobroć,  
 $L$  – indukcyjność cewki,  
 $r_s$  – rezystancja szeregową cewki<sup>2</sup>,  
 $R_{rL}$  – zastępcza rezystancja równoległa cewki.

Warto dodać, że z punktu widzenia analizy wzmacniacza rezonansowego oba modele zastępcze (szeregowy i równoległy) są wzajemnie wymienne (o ile oczywiście nie pomylimy się w obliczeniach: w każdym przypadku wartość  $Q_L$  powinna być taka sama). Jeśli np. zastosowana cewka ma indukcyjność 80nH, a zmierzona rezystancja szeregową  $r_s$  tej cewki (uwaga: zmierzona przy częstotliwości pracy generatora: 100MHz!) wynosi  $r_s = 0,5\Omega$ , to na tej podstawie możemy obliczyć dobroć cewki:

$$Q_L = (2\pi \cdot 100\text{MHz} \cdot 80\text{nH}) / 0,5\Omega \approx 100$$

(warto zaznaczyć, że  $Q = 100$  to duża dobroć). Znając już wartość  $Q_L$ , możemy obliczyć wartość oporności dla postaci równoległej:  $R_{rL} = Q_L \cdot 2\pi f \cdot L$ ,  $R_{rL} = 5\text{k}\Omega$ . Jeśli można założyć, że dobroć kondensatora jest nieporównywalnie większa od dobroci cewki, to dobroć własna  $Q_0$  całego obwodu jest równa właśnie dobroci cewki:  $Q_0 = Q_L$ .

W tym miejscu należy zaznaczyć, jak duży i kłopotliwy jest rozróżnienie między teorią a praktyką. Bardzo niewielu praktyków dysponuje bowiem aparaturą pozwalającą zmierzyć oporność szeregową (patrz uwaga powyżej), czy też dobroć cewki, przy z góry ustalonej częstotliwości. A więc *de facto* najczęściej nie znamy tego ważnego parametru. Tymczasem – jak się dalej okaże – bez znajomości dobroci własnej obwodu LC w wielu wypadkach nie jest możliwe poprawne zaprojektowanie układu Colpittsa (tzn. zaprojektowanie teoretyczne, bez żmudnego dobierania wartości elementów). Jednak cenne jest nawet samo zro-



**Rys. 6.** Zmniejszenie obciążenia obwodu rezonansowego przy użyciu oporności szeregowej (nieefektywne)

<sup>2</sup>Należy zwrócić uwagę, że przy dużych częstotliwościach  $r_s$  jest wyraźnie większe od stałoprądowej oporności cewki zmierzonej np. miernikiem uniwersalnym. Dla dużych częstotliwości bowiem decydujące znaczenie dla wartości  $r_s$  ma tzw. zjawisko naskórkowości.

zwiększenie wpływu  $R_{TL}$  na parametry całego układu, gdyż pozwala przynajmniej ustalić kierunek postępowania.

Wracając do teoretycznego wywodu możemy stwierdzić, że przy braku obciążenia można - czasami uzyskać całkiem sporą dobroć układu. Jednak, jak już powiedzieliśmy wcześniej, obwód LC jest w rzeczywistości obciążony. A więc dobroć wypadkowa po uwzględnieniu obciążenia jest gorsza. Obciążeniem obwodu jest rezystancja wejściowa układu wspólnej bazy. Na wszelki wypadek przypomnijmy, jaka jest rezystancja wejściowa konfiguracji WB. Jest to rezystancja **bardzo mała** (przy typowych prądach punktu pracy), praktycznie równa oporności wejściowej  $r_{eb}$  modelu hybrid- $\pi$  konfiguracji WB:

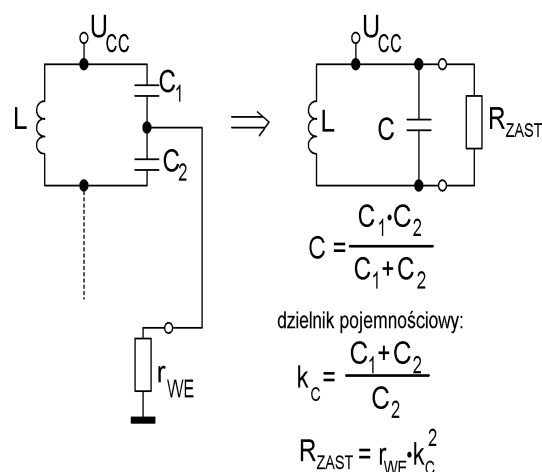
$$r_{WE} \approx r'_{eb} = \frac{\varphi_T}{I_E} \quad (3)$$

gdzie:  $\varphi_T$  – potencjał termiczny  $\approx 25\text{mV}$ ,

$I_E$  – prąd punktu pracy.

Jeśli np. prąd  $I_E$  jest równy  $1\text{mA}$ , to  $r_{WE} = 25\Omega$ . Dla tak małej rezystancji obciążenia dobroć wypadkowa  $Q$  byłaby równa ok.  $0,5$ , a więc mniejsza od jedności. Przy tak słabej dobroci układ nie mógłby działać poprawnie (obwód LC praktycznie przestałby mieć własności selektywne). Na pozór można by zmniejszyć prąd emitera, co zwiększyłoby  $r_{WE}$ , zgodnie ze wzorem (3). Jednak aby  $Q$  było równe przynajmniej  $10$  (selektywność już do przyjęcia), należałoby zmniejszyć prąd  $I_E$  do ok.  $50\mu\text{A}$ . Niestety z wielu przyczyn nie sposób przyjąć tak małego prądu (np. parametry częstotliwościowe tranzystora wyraźnie pogarszają się przy małych prądach). Jak więc rozwiązać ten problem? Otóż można skorzystać z faktu, że wzmacnienie nieobciążonego wzmacniacza rezonansowego jest zwykle dość duże (np. kilkadziesiąt, a nawet kilkaset), a **do zapoczątkowania generacji potrzebne jest wzmacnienie zaledwie nieco większe od jedności**. Ten „zapas” wzmacnienia można wykorzystać, wprowadzając dodatkowy obwód, (nazwijmy go tłumikiem), pomiędzy obwód rezonansowy a wejście wzmacniacza. Jeśli tłumik będzie miał rezystancję wejściową większą od  $r_{WE}$ , to obciążenie obwodu LC będzie mniejsze. Oczywiście wprowadzenie tłumika jednocześnie zmniejsza wzmacnienie w pętli, ale, jak już powiedzieliśmy, „jest z czego tracić” (byłe wzmacnienie w pętli pozostało większe od jedności). Właściwie rolę tłumika mógłby spełnić nawet pojedynczy opornik, jak na rys. 6. (drugą opornością dzielnika jest w takim przypadku mała rezystancja wejściowa układu WB). Jednak takie rozwiązanie byłoby skuteczne tylko dla dość małych częstotliwości generacji, gdyż opornik stanowiłby wraz z pojemnościami układu (pojemności tranzystora i montażowe) filtr dolnoprzepustowy (“obwód całkujący”), wyraźnie ograniczając tym samym maksymalną częstotliwość generacji.

Bardzo dobrym tłumikiem jest dzielnik pojem-



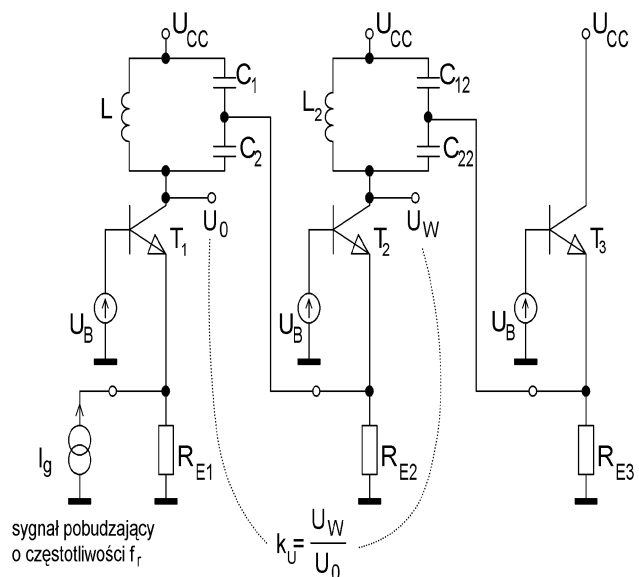
**Rys. 7.** Dzielnik pojemnościowy – skuteczne zmniejszenie obciążenia obwodu rezonansowego

nościowy<sup>3</sup> (rys. 7.). Na rysunku podano dwa ważne parametry dzielnika: wypadkową pojemność obwodu rezonansowego  $C$  (z punktu widzenia obw. rezonansowego pojemność rezonansowa to teraz połączenie szeregowo  $C_1$  i  $C_2$ ), a także współczynnik podziału  $k_C$ , pozwalający obliczyć, jaki będzie wpływ oporności  $r_{WE}$  na obwód rezonansowy. Dzielnik pojemnościowy ma dwie istotne zalety. Po pierwsze – w przeciwieństwie do opornika z rys. 6. – nie powstaje dodatkowy filtr dolnoprzepustowy (pojemności tranzystora i montażowe dodają się po prostu do pojemności dzielnika). Po drugie – co jest szczególnie korzystne – obwód rezonansowy poprzez dzielnik „widzi” zwiększoną rezystancję obciążenia, i to zwiększoną z kwadratem tłumienia danego dzielnika<sup>4</sup>. Jeśli więc dzielnik pojemnościowy tłumি sygnał np. pięciokrotnie ( $k_C = 5$ ), to rezystancja obciążenia  $R_{ZAST}$  widziana przez obwód rezonansowy jest większa od rzeczywistej 25-krotnie. Właśnie dzięki temu można uzyskać w miarę sensowną dobroć wypadkową obwodu LC – o ile oczywiście dobroć  $Q_0$  samego obwodu jest dostatecznie duża.

### Wyliczenie wzmocnienia układu i dobroci wypadkowej

Do wyznaczenia wypadkowej dobroci układu oraz wzmocnienia początkowego nie wystarczy schemat z rys. 2. Należy stworzyć taki układ zastępczy z otwartą pętlą, w którym będą odtworzone dokładnie te wszystkie właściwości analizowanego genera-

tora, które wpływają na wzmocnienie i dobroć obwodu LC. Schemat z rys. 8. jest niejako rozwinięciem zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego: sygnał przechodzi tu dokładnie tę samą drogę (wprawdzie tylko jeden raz) co w pętli zamkniętej. W układzie z zamkniętą pętlą sygnał jest wzmacniany  $k_0$  razy po każdym pełnym „obiegnięciu” pętli. Na schemacie zastępczym można pokazać kilka punktów, pomiędzy którymi dokonuje się pełny „obieg” - np. kolektory tranzystorów  $T_1$  i  $T_2$  (na wszelki wypadek wyjaśnijmy, że tranzystor  $T_3$  jest potrzebny do tego, aby drugi obwód rezonansowy był obciążony dokładnie tak samo, jak pierwszy obwód). A więc stosunek amplitud na obu obwodach rezonansowych jest właśnie wzmocnieniem początkowym:  $k_0 = U_W/U_0$ . Ostateczny wzór na przybliżoną wartość wzmocnienia początkowego<sup>5</sup> ma postać:



**Rys. 8.** Schemat zastępczy do wyliczenia wzmocnienia

<sup>3</sup>Dzielnik pojemnościowy jako tłumik jest cechą rozpoznawczą generatora Colpittsa, odpowiednio dzielnik indukcyjny – generatora Hartleya, a transformator – Meissnera.

<sup>4</sup>Ta kwadratowa zależność jest słuszna jedynie w ograniczonym zakresie oporności obciążenia; aby zastosowanie dzielnika pojemnościowego było sensowne, musi być spełniony warunek:  $R_{obc} \cdot k_C^2 \gg \rho$ , gdzie  $\rho$  (ro) - opór charakterystyczny obwodu LC:  $\rho = \sqrt{L/C}$ . Wywód matematyczny pomijamy.

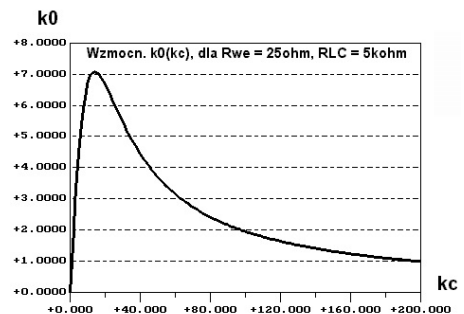
<sup>5</sup>Wyprowadzony przy określonych założeniach upraszczających. Między innymi założono bezinercyjność tranzystora oraz niezbyt duże obciążenie dzielnika pojemnościowego.

$$k_0 = R_{LC} \frac{k_C}{r_{WE} k_C^2 + R_{LC}} \quad (4)$$

gdzie:  $R_{LC}$  – zastępczy opór równoległy nieobciążonego obwodu LC,  
 $k_C$  – współczynnik podziału dzielnika pojemnościowego (uwaga:  $k_C$  jest większe od jedności),  
 $r_{WE}$  – rezystancja wejściowa układu WB.

Umiejętność obliczenia, czy choćby oszacowania wzmocnienia początkowego może być bardzo użyteczna, jednak stanie się to jasne dopiero po wyjaśnieniu problemu ustalania wzmocnienia końcowego.

Dla przewidywanych wartości konkretnego układu warto naszkicować wykres graficzny powyższej zależności (rys. 9.). Patrząc na taki wykres można oszacować, jaka powinna być wartość  $k_C$ , aby wzmocnienie  $k_0$  było sensowne (zwykle przyjmuje się  $k_0$  równe 1,5..3 – duże wzmocnienia początkowe stanowią zbyt dużą trudność dla mechanizmów ograniczania amplitudy). Warto zwrócić uwagę na kształt zależności  $k_0$  od współczynnika  $k_C$ . Odtworzenie tego wykresu dla przeciętnych wartości  $R_{LC}$  i  $r_{WE}$  pokazuje, że jest to zależność niemonotoniczna – przy wzroście  $k_C$  wzmocnienie  $k_0$  najpierw dość szybko **rośnie** (co może w pierwszej chwili wywołać zdziwienie) a dopiero potem maleje (zwykle łagodniej). Ten początkowy wzrost wzmocnienia przy wzroście tłumienia tylko pozornie jest zaskakujący – zwiększanie  $k_C$  zmniejsza przecież wpływ  $r_{WE}$  z **kwadratem**, a tymczasem tłumienie sygnału w pętli jest liniowo zależne od  $k_C$ . W zakresie małych wartości  $k_C$  główny wpływ na dobroć obwodu LC ma przetransformowana rezystancja  $r_{WE}$ . Jej szybki (bo z kwadratem) wzrost dominuje nad spadkiem wzmocnienia wywołanym "zwykłym" dzieleniem sygnału. Ponieważ dobroć wypadkowa rośnie, to i amplituda również rośnie. Dopiero kiedy przetransformowane  $r_{WE}$  zacznie być już porównywalne z  $R_{LC}$ , wzmocnienie  $k_0$  zaczyna się zmniejszać przy wzroście  $k_C$ . Warto o tym wiedzieć, kiedy w konstruowanym układzie dobiera się tłumienie. Dobieranie tłumienia (poprzez wymianę kondensatorów) w rzeczywistych układach Colpittsa jest typowym zabiegiem stosowanym w praktyce.



**Rys. 9.9.** Zależność wzmocnienia początkowego od tłumienia dzielnika pojemnościowego

### Mechanizm ustalania wzmocnienia końcowego

Jak już powiedziano, wzmocnienie końcowe w poprawnie działającym generatorze jest równe jeden, więc na szczęście nie trzeba tego liczyć. Problemem jest natomiast sposób, mechanizm, jaki zapewnia ustalenie się amplitudy drgań.

Pozornie można by się tym nie przejmować: przecież fizyczny układ i tak nie może generować dowolnie dużej amplitudy, więc „to się samo ograniczy”. Niestety takie podejście rzadko się sprawdza

i najczęściej okazuje się, że układ nie pracuje poprawnie. Dlatego przy projektowaniu generatora należy świadomie dążyć do uzyskania określonego sposobu ograniczania amplitudy.

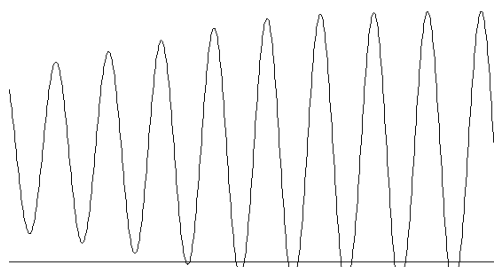
W generatorze z rys. 1. dwa mechanizmy mogą doprowadzić do ograniczenia amplitudy: „ograniczenie kolektorowe” i „ograniczenie emiterowe”. Ograniczenie kolektorowe polega po prostu na tym, że tranzystor wchodzi w nasycenie i od momentu nasycenia napięcie chwilowe na kolektorze (a więc i na obwodzie LC) nie może się już obniżyć.

Z kolei ograniczenie emiterowe – ujmując rzecz w największym skrócie – polega na tym, że złącze B-E tranzystora prostuje sygnał podawany na emiter i ładuje pojemności dzielnika pojemnościowego (jest to właściwie tranzystorowa wersja detektora równoległego). Wywołany tym wzrost potencjału emitera powoduje zatykanie się tranzystora na część okresu drgań, a więc zmniejszenie wzmocnienia<sup>6</sup>.

Jak widać, oba sposoby ograniczania są związane z nieliniową pracą tranzystora. Osiągnięcie wzmocnienia końcowego oznacza więc, że przez część okresu tranzystor wzmacnia, a przez część jest np. nasycony – i nie wzmacnia. Dlatego pojęcie „wzmocnienie końcowe” należy rozumieć jako wzmocnienie uśrednione za okres. Trzeba to wyraźnie podkreślić: ustalenie amplitudy wynika z **impulsowej de facto** pracy tranzystora. Analiza teoretyczna wartości amplitudy końcowej jest więc bardzo trudna – na tyle trudna, iż nie opracowano do tej pory miarodajnego sposobu na obliczanie tej amplitudy<sup>7</sup>. Stosunkowo najlepszą metodą teoretyczną pozwalającą sprawdzić poprawność projektu jest symulacja komputerowa, jednak nawet ona nie daje pewności oszacowania amplitudy końcowej.

### Ograniczanie kolektorowe

Zalety ograniczania kolektorowego są następujące: łatwo je uzyskać (niejako „samo się robi”), a amplituda drgań dla wzmocnienia końcowego jest przewidywalna i prosto się ją wyznacza (minimalne napięcie chwilowe na obwodzie LC to w przybliżeniu  $U_B - 0,5V$ ). Przy ograniczaniu kolektorowym można uzyskać największą możliwą amplitudę drgań dla danego napięcia zasilania.



Ograniczanie kolektorowe ma jednak spore wady. Pierwszą z nich jest występująca często trudność uzyskania poprawnej pracy układu przy dużych częstotliwościach. Powód tych kłopotów w dużym uproszczeniu jest następujący: tranzystor łatwo nasycić, ale wyprowadzanie go z nasycenia trwa względnie długo<sup>8</sup>. Długotrwałe (względem okresu sygnału) nasycenie wyraźnie zmienia kształt sygnału – przestaje on być sinusoidalny (rys. 10.). Jest to szkodliwe, właściwie niezależnie od czasu wychodzenia z nasycenia (tyle,

**Rys. 10.10.** Nasycenie, czyli ograniczanie kolektorowe

<sup>6</sup>Warto zaznaczyć, że mechanizm ograniczania emiterowego funkcjonuje niezależnie od tego, czy dochodzi, czy też nie, do nasycania tranzystora, nie zawsze ma jednak znaczenie dominujące.

<sup>7</sup>Odnosi się to do mechanizmu ograniczania emiterowego; ograniczanie kolektorowe nie stwarza tu specjalnych problemów.

<sup>8</sup>Nie może tu pomóc stosowanie tranzystorów o bardzo dużych częstotliwościach granicznych  $f_T$ , gdyż tranzystory te mają najczęściej nieproporcjonalnie długie czasy wychodzenia z nasycenia - często dłuższe, niż tranzystory o  $f_T$  mniejszych o rząd wielkości.



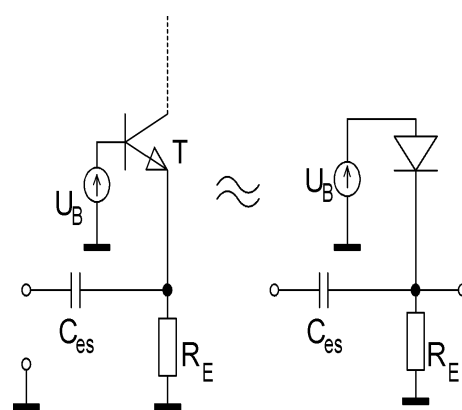
że przy krótkim nasyceniu zniekształcenia są nieco mniejsze). Nasycenie bowiem, to chwilowe silne stłumienie dobroci obwodu LC (do obwodu zostaje dołączone przewodzące złącze B-C, a więc bardzo mała oporność). W większości przypadków jest to równoznaczne z pojawieniem się wyraźnych zniekształceń i pogorszeniem stabilności generowanej częstotliwości. Nawet jeśli powstające zniekształcenia nie są wyraźnie widoczne (na rys. 10. zniekształcenia są dość wyraźne), to tzw. czystość widmowa takiego sygnału nie wyjdzie zbyt duża (inaczej mówiąc, sygnał jest zbyt zniekształcony). Poza tym stabilność krótkookresowa generatora przy pogorszeniu dobroci słabnie. Dlatego kolektorowy typ ograniczania jest nie do przyjęcia w większości zastosowań.

Zrozumienie mechanizmu ograniczania kolektorowego może podsunąć pomysł na częściowe zmniejszenie silnego oddziaływania otwartego złącza B-C: między kolektor a obwód rezonansowy można wprowadzić dodatkowy opornik<sup>9</sup>, aby tłumienie w momencie nasycenia tranzystora nie było tak silne (nadal obwód LC jest tłumiony podczas nasycenia, ale jednak nie tak mocno). Oczywiście nie zapobiegnie to całkowicie zniekształceniom i pogorszeniu wypadkowej dobroci obwodu LC, ale w niektórych zastosowaniach taki zabieg może okazać się wystarczający. Wadą takiego rozwiązania jest zmniejszenie maksymalnej amplitudy drgań (prąd kolektora odłoży określony spadek napięcia na dodatkowym oporniku) oraz, jak już zaznaczono, słaba przewidywalność amplitudy stanu ustalonego.

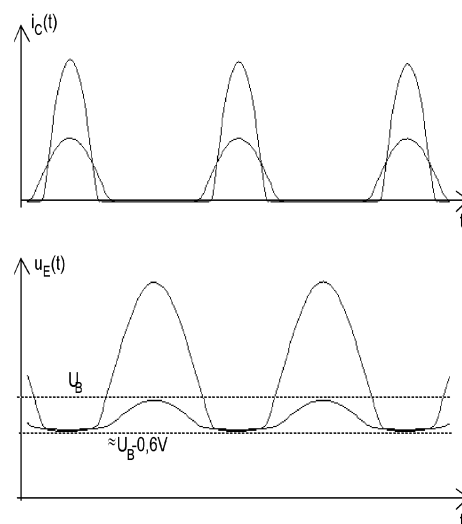
### Ograniczanie emiterowe

W znacznej większości przypadków ograniczanie emiterowe pozwala na osiągnięcie mniejszych zniekształceń niż ograniczanie kolektorowe. Jednak również ograniczanie emiterowe ma wady. Największa z nich to zakres stosowalności tego mechanizmu: jest on dość wąski – trzeba „wcelować” z wartością wzmocnienia początkowego, aby układ zadziałał zgodnie z założeniami. Inaczej mówiąc, zanim ograniczanie emiterowe „zdąży” dostatecznie osłabić wzmocnienie – może dojść do nasycenia tranzystora. Drugą istotną wadą omawianego ograniczania to nieprzewidywalność amplitudy stanu ustalonego: jest ona bardzo trudna do określenia na drodze teoretycznej, zwłaszcza przy nieznannej dobroci cewki.

Wyjaśnijmy teraz dokładniej, na czym polega mechanizm ograniczania emiterowego. Łatwiej będzie to zrozumieć, posługując się rys. 11, gdzie dzielnik pojemnościowy zastąpiono pojemnością sprzęgającą  $C_{es}$  (z punktu widzenia emitera nie ma różnicy, czy jest to dzielnik, czy pojedynczy kondensator). Potencjał bazy wynosi  $U_B = 3V$ . Załóżmy chwilowo, że z ja-



Rys. 11. Obwód emitera jako detektor równoległy



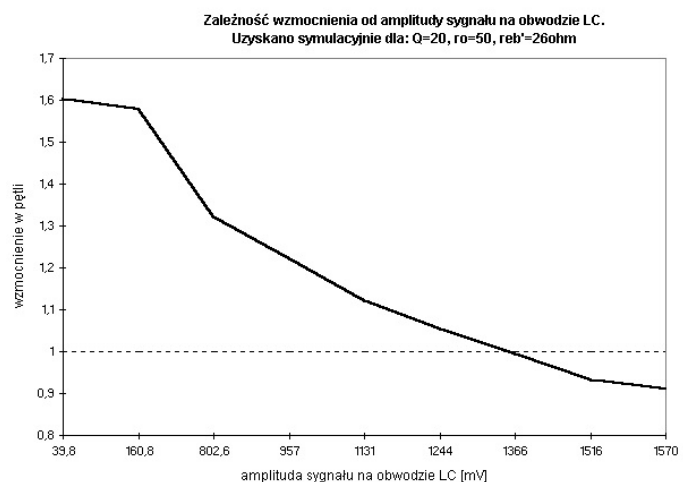
Rys. 12. Sygnał na emiterze dla różnych amplitud i odpowiednio przebieg prądu kolektora.

<sup>9</sup>Aby zabieg był skuteczny, rezystancja tego opornika powinna być rzędu oporu charakterystycznego  $r$  [ro].

kichś powodów potencjał emitera wzrósł do 4V. Oznaczałoby to oczywiście zatkanie złącza B-E. Jednak odpowiednio duży sygnał doprowadzany przez pojemność  $C_S$  może uaktywnić tranzystor. Tranzystor zostanie odetkany, jeśli chwilowy potencjał emitera spadnie do wartości ok. 2,4V (zakładając napięcie przewodzenia złącza B-E równe 0,6V). To podstawowa zasada działania mechanizmu ograniczania emiterowego: sygnał sinusoidalny z obwodu rezonansowego doprowadzany jest przez dzielnik pojemnościowy do emitera i kiedy napięcie chwilowe spadnie do określonej wartości, tranzystor się otwiera, dostarczając energii (poprzez impuls prądu kolektora) do obwodu rezonansowego. W pozostałym czasie tranzystor jest zatkany. Teraz trzeba wyjaśnić, dlaczego potencjał emitera miałby być **wyższy** od potencjału bazy. Oczywiście nie zawsze jest wyższy. Kiedy generator dopiero startuje i sygnał jest jeszcze bardzo mały, potencjał emitera jest „zgodny ze zdrowym rozsądkiem”:  $U_E = U_B - 0,6V = 2,4V$ . Jednak w miarę wzrostu amplitudy (od kilkudziesięciu miliwoltów ten efekt staje się widoczny) sytuacja się zmienia: w czasie połówki dodatniej tranzystor się po prostu zatyka (napięcie  $U_{BE}$  staje się mniejsze od 0,6V), a w czasie połówki ujemnej tranzystor przewodzi. Przewodząc, ładuje pojemność  $C_{es}$ . Prąd z emitera tranzystora NPN **wyływa**, co oznacza wzrost potencjału na pojemności  $C_{es}$ . Oczywiście kiedy tranzystor się zatka, pojemność  $C_{es}$  jest rozładowywana poprzez opornik  $R_E$ , jednak oba procesy – ładowania i rozładowywania – nie są symetryczne. Ładowanie bowiem następuje z obwodu emitera mającego bardzo małą rezystancję wyjściową (czyli  $r_{eb'}$ ), zwykle rzędu dziesiątków omów. Natomiast opornik  $R_E$  ma rezystancję co najmniej o rząd wielkości większą. Dlatego właśnie ładowanie dominuje nad rozładowaniem i potencjał emitera się podnosi. Wzrost potencjału emitera oznacza włączanie się tranzystora na coraz krótsze fragmenty okresu sygnału (rys. 12.), a w konsekwencji dostarczanie coraz mniejszej energii do obwodu rezonansowego.

Na rys. 13. przedstawiono przykładową zależność  $k(u)$  wzmocnienia od amplitudy sygnału na obwodzie LC wzmacniacza z ograniczaniem emiterowym. Znajac tę zależność oraz wzmocnienie początkowe, można teoretycznie przewidzieć amplitudę stanu ustalonego. Warto zwrócić uwagę na charakterystyczny początek wykresu: dla małych sygnałów, wzmocnienie jest prawie stałe – mało zależne od amplitudy sygnału wejściowego. W tym zakresie amplitud proces detekcji (prostowania) sygnału jest po prostu bardzo słaby. Dla większych amplitud złącze emiterowe zaczyna pracować nieliniowo

(czyli zaczyna prostować sygnał), potencjał emitera rośnie, a tranzystor zaczyna się zatykać na pewną część okresu. Dlatego też wzmocnienie zaczyna się zmniejszać. Warto jednak zauważyć, że wzmocnienie nigdy nie osiąga zera, gdyż opisany proces nie może całkowicie zatkać tranzystora. Istotny jest również fakt, że spadek wzmocnienia przy wzroście amplitudy jest raczej powolny. W ograniczaniu emiterowym działają bowiem dwa niezależne procesy. Pierwszy z nich jest opisany wyżej skutkiem wzrostu składowej stałej (napięcia wyprostowanego) na emiterze. Wzrost ten powoduje, że sygnał podawany na emiter otwiera złącze B-E na coraz krótszy odcinek czasu, bo otwarcie następuje dla coraz niższych



**Rys. 13.** Przykładowy przebieg zależności  $k(u)$

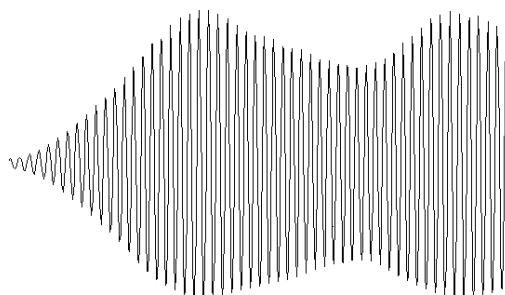
wartości napięcia chwilowego. Zmniejsza to w oczywisty sposób wzmocnienie (liczone za okres sygnału).

Jednak jednocześnie zachodzi drugi proces. Czym większa jest amplituda sygnału, tym silniej jest wysterowywane złącze B-E (dotyczy to momentu, gdy tranzystor się otwiera). Silniejsze są też więc impulsy prądu kolektora. Pierwsze zjawisko jest z punktu widzenia mechanizmu ograniczania korzystne, drugie zaś – nie (przeciwdziała ograniczaniu). Pierwszy proces nieco przeważa nad drugim, ale nie jest to niestety wyraźna przewaga. Stąd bardzo „miękki” charakter zależności  $k(u)$ .

Jak widać, proces ograniczania emiterowego nie jest specjalnie wymyślny i dlatego może działać poprawnie tylko w dość wąskim zakresie. Z jednej strony dzielnik pojemnościowy powinien zapewniać dość duże tłumienie, aby nie zmniejszać dobroci. Jak już powiedziano, typowy wzmacniacz rezonansowy ma dużo większe wzmocnienie niż potrzeba, więc współczynniki podziału mogłyby być duże – np. rzędu 100 i więcej. Jednak z drugiej strony mechanizm ograniczania emiterowego działa dopiero wtedy, gdy amplituda sygnału na emiterze jest odpowiednio duża (jak podano wyżej - rzędu co najmniej kilkudziesięciu miliwoltów, a lepiej kilkuset). Przy dużych współczynnikach podziału  $k_c$  oznaczałoby to bardzo duże amplitudy na kolektorze<sup>10</sup>, a więc w konsekwencji nasycanie (częściowo można temu przeciwdziałać stosując możliwie duże napięcia zasilania). Gdyby charakterystyka ograniczania emiterowego  $k(u)$  była "ostra" (tj. wzmocnienie gwałtownie opadałoby w dół przy wzroście amplitudy), to mielibyśmy dużą pewność, że amplituda zostanie poprawnie ustalona. Niestety ograniczanie emiterowe nie daje tej pewności.

### Drgania relaksacyjne<sup>11</sup>

Drgania relaksacyjne to drgania objawiające się jak pasożytnicza modulacja amplitudy (takie przykładowe drgania pokazano na rys. 14.). Są one możliwe przy obu typach ograniczania. Wyjaśnienie ich natury nie jest proste. Z grubsza rzecz biorąc, wynikają one z objęcia tego samego układu dwoma pętlami sprzężenia zwrotnego naraz – dodatnim sprzężeniem zwrotnym (generacja) i sprzężeniem ujemnym (ograniczanie). Dodatnie sprzężenie zwrotne „usiłuje” zwiększać amplitudę sygnału (przy czym typowy



Rys. 14.14. Przykład drgań relaksacyjnych

proces powiększania amplitudy ma charakter wykładniczy, a więc może być gwałtowny). Z kolei ujemne sprzężenie zwrotne usiłuje ograniczyć amplitudę (zwykle charakter ograniczania jest z grubsza liniowy). Niewspółmierność skuteczności (a przede wszystkim szybkości) obu tych procesów może skutkować właśnie drganiami relaksacyjnymi. Najczęściej mechanizm ograniczania amplitudy działa zbyt wolno w stosunku do szybko narastającego procesu narastania. Kiedy więc amplituda narasta, a mechanizm ograniczania nie nadąży z powstrzymaniem tego narastania „na czas”, amplituda narasta do zbyt dużych wartości i dopiero wtedy występuje (spóźniona!) reakcja mechanizmu ograniczania. Generacja zostaje wtedy nadmiernie stłumiona (czasami aż do zera)

---

<sup>10</sup>Jeśli np. amplituda na emiterze miałaby być 0.5V, a tłumienie  $k_c = 100$ , to amplituda na obwodzie LC musiałaby wynosić 50V.

<sup>11</sup> W sformułowaniu tego rozdziału pomógł mi Michał Semeniuk.

i proces zaczyna się od nowa. Jest to ogólnie rzecz ujmując tzw. problem regulacji znany w automatyce.

Z powyższych powodów w generatorach o budowie strukturalnej, gdzie mamy wydzielony obwód regulacji amplitudy z detektorem, należy dbać o to, aby detektor działał nie wolniej niż proces narastania drgań. Niestety w generatorze Colpittsa nie mamy praktycznie żadnych możliwości dbania o proces detekcji, gdyż „detektor” (czyli omówiony powyżej mechanizm ograniczania emiterowego) powstaje w tym układzie niejako „samoistnie”, a nie jest obwodem świadomie wprowadzonym do układu.

### Podsumowanie

Z powyższego wynika, że teoretycznie można zaprojektować generator Colpittsa, o ile znana byłaby dobroć własna obwodu LC i zależność wzmocnienia wypadkowego od amplitudy  $k(u)$ . Jednak nie istnieje „uniwersalna” zależność tego typu – dla każdego układu charakterystyka jest inna. Tymczasem uzyskanie tej zależności dla konkretnie projektowanego układu to pod pewnymi względami jeszcze większy kłopot niż pomiar dobroci cewki. Właściwie należałoby dokonać fizycznego pomiaru charakterystyki  $k(u)$  punkt po punkcie. Wydawałoby się, że pomiary mogłaby zastąpić symulacja komputerowa. Niestety uzyskanie na drodze symulacyjnej czy to charakterystyki  $k(u)$ , czy też rzeczywistego (tj. zgodnego z doświadczeniem) obrazu generacji jest samo w sobie zagadnieniem niebanalnym i wymaga dużego doświadczenia w posługiwaniu się symulatorem układów elektronicznych. Co gorsza – nawet duża wprawa w symulacji komputerowej nie koniecznie musi dać pozytywne rezultaty. Wyniki badań pokazują bowiem, że czasami wyniki uzyskiwane za pomocą popularnych symulatorów (typu SPICE) są niewiarygodne (niezgodne z pomiarami). Błędy symulacji bywają na tyle znaczące, że nie są w stanie pomóc w zbudowaniu rzeczywistego układu. Praca generatora LC jest bowiem zagadnieniem „trudnym numerycznie”<sup>12</sup>. Na pewno można jednak wykorzystać symulację komputerową jako sposób na uniknięcie grubych błędów.

Podsumowując można stwierdzić, że chociaż zaprojektowanie generatora Colpittsa „na czysto” jest bardzo trudne, to zrozumienie zasady działania tego układu pozwala działać z nieco większą skutecznością.

Przy małych częstotliwościach i niedużych wymaganiach co do czystości widmowej można zdecydować się na ograniczanie kolektorowe. Przy tym typie ograniczania nie trzeba aż tak precyzyjnie „celować” ze wzmocnieniem początkowym. Warto jednak zadbać o to, żeby wzmocnienie początkowe nie było zbyt duże, aby nie nasycać tranzystora zbyt mocno. Przy braku możliwości pomiaru dobroci cewki zakłada się jakąś określoną jej dobroć (np. największą jakiej można się spodziewać – rzędu 150), a następnie zmniejsza się współczynnik podziału  $k_c$ .

W projektach warto uwzględniać wartość oporu charakterystycznego  $\rho$  obwodu LC – w wielu przypadkach wyniki są korzystniejsze, gdy opór charakterystyczny nie jest duży (rzędu kilkudziesięciu – stu omów).

Jeśli decydujemy się na ograniczanie emiterowe (emiterowe będzie lepsze, kiedy zakłada się dużą częstotliwość, duże wymagania co do czystości widmowej i kiedy potrzebna jest dobra stabilność), to trzeba zwrócić większą uwagę na wzmocnienie początkowe  $k_0$ . Nawet jeśli nie znamy charakterystyki ograniczania emiterowego, to wiemy przecież, że ograniczanie ma dość wąski zakres poprawnej pracy.

---

<sup>12</sup>Przyczyny niezgodności są dość złożone i zasługują na osobne omówienie. Najogólniej można ten problem wyjaśnić narastaniem błędu numerycznego w kolejnych okresach sygnału.

Zatem lepiej ustalić niezbyt dużą wartość  $k_0$  – rzędu  $1,5 \div 2$ . Przy dużych częstotliwościach trzeba pamiętać o wpływie pojemności pasożytniczych oraz pojemności własnych tranzystora, które dodają się do obu pojemności dzielnika. Również w przypadku stosowania ograniczania emiterowego warto zwrócić uwagę na wpływ oporu charakterystycznego  $\rho$  na parametry układu. Zbyt duże i zbyt małe wartości tego parametru utrudniają osiągnięcie pożądaných rezultatów.

W układach projektowanych na dużą częstotliwość należy w miarę możliwości zapewnić strojenie częstotliwości za pomocą cewki, a nie kondensatora ( $C_1$  lub  $C_2$ ), gdyż zmiana pojemności jednego kondensatora (najczęściej jest to  $C_2$ ) wpływa bezpośrednio na tłumienie dzielnika.

Cierpliwszych i bardziej dociekliwych konstruktorów można zachęcać do wprowadzania modyfikacji układu podstawowego. O jednej już powiedzieliśmy (opornik między kolektorem a obwodem LC). Można też wprowadzić opornik o niewielkiej rezystancji między emiterem a dzielnikiem pojemnościowym. Zmniejsza on wyraźnie tłumienie obwodu LC wprowadzane przez małą rezystancję wejściową wzmacniacza WB.

Powiedzmy też na koniec kilka słów o innych podstawowych strukturach generatorów: Hartleya i Meissnera. Ogólne zasady pracy tych układów są właściwie takie same jak generatora Colpittsa. Różnica tkwi w sposobie ograniczenia wpływu  $r_{WE}$  na obwód LC: w generatorze Hartleya zamiast dzielnika pojemnościowego występuje dzielnik indukcyjny (dwie cewki), zaś w generatorze Meissnera – transformator. Zarówno dzielnik złożony z cewek, jak i transformator realizują tę samą zasadę „kwadratowej” transformacji oporności  $r_{WE}$  do obwodu LC. Jednak nie trudno chyba zrozumieć, że w zdecydowanej większości przypadków dzielnik pojemnościowy jest wygodniejszy niż indukcyjny, a na pewno wygodniejszy niż transformator. Łatwiej jest bowiem w razie potrzeby wymienić kondensatory dzielnika (a można przecież zastosować także kondensator dostrojczy), niż przewinać cewki. Jeszcze trudniejsze bywa dobranie wzmocnienia w generatorze Meissnera, gdzie zmiana tłumienia wymaga najczęściej przewinięcia transformatora. To głównie dlatego z trzech podstawowych układów generatorów LC wersja Colpittsa jest najbardziej popularna.

W artykule nie poruszono wielu kwestii dla poprawnej budowy generatora np. właściwości cewek z rdzeniami, montażu, doboru prądu, sposobu strojenia i innych. Omawiane zagadnienie jest na tyle trudne, że nie sposób zawrzeć wszystkich potrzebnych informacji w pojedynczej publikacji. Dlatego warto sięgnąć do literatury fachowej – niektóre pozycje wymieniono poniżej.

## Literatura

1. Kalinowski B.: Instrukcja do ćwiczenia nr 7. Generator drgań sinusoidalnych z obwodem LC. Laboratorium Układów Elektronicznych. Instytut Podstaw Elektroniki PW.
2. Bieńkowski Z.: Poradnik ultrakrótkofalowca. WKŁ, Warszawa 1988.
3. Pawłowski J.: Podstawowe układy elektroniczne. Wzmacniacze i generatory. WKŁ, Warszawa 1975.
4. Baranowski i inni: Zbiór zadań z układów elektronicznych nieliniowych i impulsowych. WKŁ, Warszawa 1997.
5. Nosal Z., Baranowski J.: Układy elektroniczne cz. I. Układy analogowe liniowe. WNT, Warszawa 1993.