

1 REZONANSOWE WZMACNIACZE MOCY WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

1.1. WPROWADZENIE

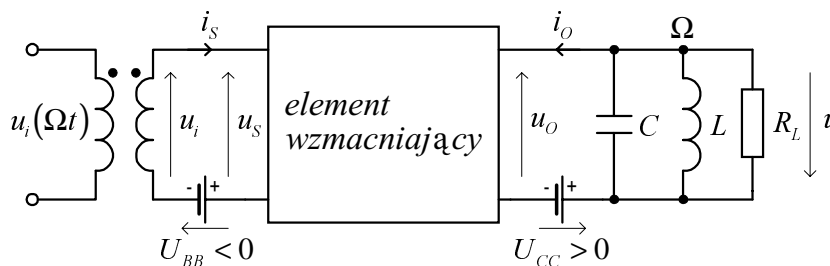
Rezonansowe wzmacniacze mocy w.cz. stanowią najczęściej stopnie końcowe urządzeń generacyjnych lub nadawczych, a ich zadaniem jest dostarczenie do odbiornika energii odpowiednio dużej mocy użytecznej sygnału, przy małych zniekształceniach i dużej sprawności energetycznej układu. Mogą one pracować w klasie A, AB, B, a także w klasie C, przy kącie przepływu 2Θ spełniającym nierówność: $0 \leq 2\Theta < 180^\circ$. Mimo silnie nieliniowych warunków pracy elementu aktywnego przebieg napięcia wyjściowego może być zbliżony do sinusoidalnego dzięki filtracyjnym właściwościom selektywnego obwodu rezonansowego. We wzmacniaczach mocy w.cz. pracujących w klasie C, a więc będących układami silnie nieliniowymi, stosowanie analizy małosygnałowej jest w zasadzie niedopuszczalne. Najczęściej korzysta się z metod komputerowych lub graficzno-analitycznych, stosując linearyzację odcinkową nieliniowych charakterystyk. We wzmacniaczach mocy w.cz. dużych i średnich mocy (powyżej 1 kW) z reguły są stosowane lampy elektronowe - tetrody strumieniowe, przy mocach poniżej dziesiątków kW, oraz triody przy większych mocach. Bipolarne i unipolarne tranzystory mocy w. cz. znajdują zastosowania we wzmacniaczach mniejszych mocy - w zakresie dziesiątków W do 1 kW.

Nasze rozważania ograniczymy do krótkiego scharakteryzowania wzmacniaczy mocy w.cz. pracujących w klasie C, realizowanych na epiplanarnych tranzystorach mocy w.cz. oraz do opisu zasad działania wzmacniaczy w. cz. pracujących w klasie D i E. Analiza i projektowanie tych wzmacniaczy są oparte z konieczności na znacznych uproszczeniach i przybliżeniach, pozwalających raczej na jakościowe wyjaśnienie zjawisk fizycznych, a w mniejszym stopniu na ich ilościowe ujęcie. Przyczyną tego jest wpływ efektów częstotliwościowych, parametrycznych (zależność pojemności złączowych i dyfuzyjnych od napięć i prądów), wpływy temperaturowe przy dużych mocach traconych w tranzystorze, ograniczenia mocy, prądów i napięć, mały poziom impedancji wejściowej w przypadku tranzystora bipolarnego

oraz silnie nieliniowe zależności pomiędzy prądami i napięciami w układzie.

1.2. ZASADA PRACY I OGÓLNE WŁASNOŚCI REZONANSOWYCH WZMACNIACZY MOCY KLASY C

Ogólny schemat blokowy wzmacniacza mocy klasy C przedstawiono na rys.1.1.

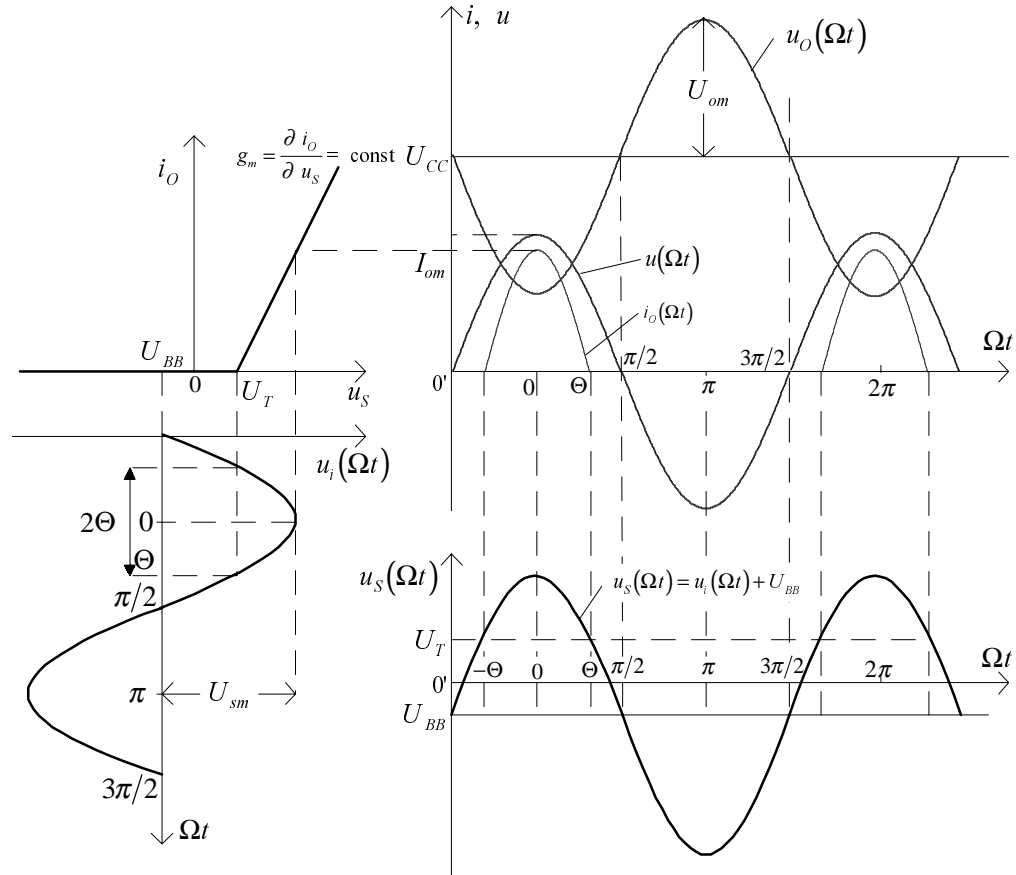


Rys.1.1. Schemat blokowy wzmacniacza klasy C

Analiza tego układu zostanie przeprowadzona przy następujących założeniach upraszczających:

- Charakterystyka $i_o(u_s)$, czyli $i_c(u_{BE})$ w przypadku tranzystora bipolarnego, jest linią pojedynczą i może być aproksymowana odcinkami prostej. Oznacza to, że obwód rezonansowy stanowiący obciążenie wzmacniacza jest dostrojony do pulsacji sygnału sterującego, która jest na tyle mała, że można pominąć efekty bezwładnościowe tranzystora (pojemności wejściowe i wyjściowe mogą być dołączone do odpowiednich obwodów biernych, a wpływ reaktancji wewnętrznego sprzężenia zwrotnego kolektor - baza jest pomijalnie mały. Oznacza to także, że nachylenie charakterystyki jest stałe, zatem transkonduktancja $g_m = const$.
- Impedancja wejściowa (nieliniowa) wzmacniacza jest duża w porównaniu z impedancją generatora sterującego, czyli sterowanie możemy uznać za napięciowe.
- Impedancja wyjściowa (nieliniowa) jest duża w stosunku do impedancji obciążenia.
- Napięcie wyjściowe jest sinusoidalne; obwód rezonansowy odznacza się tak dużą dobrocią Q , że dla pulsacji dostrojenia Ω reprezentuje rezystancję dynamiczną R_L oraz zwarcie dla innych pulsacji harmonicznym $k \Omega$ oraz podharmonicznym Ω / k .

Na rys.1.2 przedstawiono charakterystykę roboczą $i_o(u_s)$ oraz przebiegi napięcia wejściowego $u_i(\Omega t)$, sterującego $u_s(\Omega t)$, napięcia na obwodzie rezonansowym $u(\Omega t)$ i prądu wyjściowego $i_o(\Omega t)$.



Rys.1.2. Charakterystyka robocza $i_o(u_s)$ i przebiegi czasowe w idealnym wzmacniaczu rezonansowym klasy C: $u_i(\Omega t)$ - napięcie wejściowe, $u_s(\Omega t)$ - napięcie sterujące, $i_o(\Omega t)$ - prąd wyjściowy, $u(\Omega t)$ - napięcie na obwodzie rezonansowym, $u_o(\Omega t)$ - napięcie na elemencie aktywnym

Prąd wyjściowy ma kształt impulsów kosinusoidalnych o amplitudzie I_{om} zależnej od amplitudy napięcia sterującego U_{sm} , napięcia polaryzacji U_{BB} i napięcia progowego U_T charakterystyki

$$I_{om} = \begin{cases} (U_{sm} + U_{BB} - U_T) g_m & \text{dla } U_{sm} \geq -U_{BB} + U_T \\ 0 & \text{dla } U_{sm} \leq -U_{BB} + U_T \end{cases} \quad (1.1)$$

Napięcie sterujące $u_s(\Omega t)$, dla $\Omega t = \Theta$, osiąga wartość

$$U_{sm} \cos \Theta = -U_{BB} + U_T \quad (1.2)$$

Z zależności (1.1) oraz (1.2) wynika

$$I_{om} = U_{sm} (1 - \cos \Theta) g_m \quad (1.3)$$

Przepływ prądu $i_o(\Omega t)$ przez obwód rezonansowy (o pulsacji rezonansowej dostrojonej do pulsacji sygnału sterującego Ω) powoduje powstanie na nim napięcia sinusoidalnego $u(\Omega t)$. Przebiegi napięcia wyjściowego $u_o(\Omega t)$ i napięcia na obwodzie rezonansowym $u(\Omega t)$ przedstawiono na rys.1.2.

Zgodnie z przedstawionymi wykresami napięcie sterujące u_s oraz napięcie wyjściowe u_o opisują zależności

$$\begin{aligned} u_s &= U_{BB} + U_{sm} \cos \Omega t \quad (U_{BB} < 0) \\ u_o &= U_{CC} - U_{om} \cos \Omega t \end{aligned} \quad (1.4)$$

Na podstawie zależności (1.4) możemy określić napięcie wyjściowe u_o w funkcji napięcia sterującego u_s

$$u_o = -\frac{U_{om}}{U_{sm}} (u_s - U_{BB}) + U_{CC} \quad (1.5)$$

W układzie współrzędnych $u_o(u_s) \Big|_{i_o, i_s = \text{const}}$, tzn. w polu charakterystyk izoprądowych, charakterystyka robocza stanowi prostą przechodzącą przez punkty: $(u_s = U_{BB}, u_o = U_{CC})$ oraz $(u_s = U_{BB} + U_{sm}, u_o = U_{CC} - U_{om})$.

Z założenia dwuodcinkowej aproksymacji charakterystyki $i_o(u_s)$ wynika, że impuls prądu i_o można opisać zależnością

$$i_o = A I_{om} \cos \Omega t - B \quad (1.6)$$

przy czym stałe A i B wyznaczymy z warunków

$$\left. \begin{aligned} i_o(\Omega t = 0) &= I_{om} \\ i_o(\Omega t = \Theta) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1.7)$$

stąd

$$\left. \begin{aligned} A I_{om} - B &= I_{om} \\ A I_{om} \cos \Theta - B &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

Z zależności (1.6) oraz (1.8) otrzymujemy

$$i_o = \begin{cases} \frac{I_{om}}{1 - \cos \Theta} (\cos \Omega t - \cos \Theta) & \text{dla } -\Theta \leq \Omega t \leq \Theta \\ 0 & \text{dla } \Theta \leq \Omega t \leq \pi \end{cases} \quad (1.9)$$

gdzie Θ jest kątem przepływu prądu wyjściowego, który możemy obliczyć z zależności (1.2)

$$\Theta = \arccos \left(\frac{-U_{BB} + U_T}{U_{sm}} \right) \quad (1.10)$$

Kąty przepływu prądu w odpowiednich klasach pracy wynoszą:

klasa A: $\Theta = \pi$,

klasa AB: $\frac{\pi}{2} < \Theta < \pi$,

klasa B: $\Theta = \frac{\pi}{2}$,

klasa C: $0 \leq \Theta < \frac{\pi}{2}$.

Rezonansowy obwód wyjściowy dokonuje selekcji widma impulsu prądu wyjściowego i_o , „wybierając” z jego składowych składową podstawową. Interesujące nas składowe prądu i_o możemy wyznaczyć na podstawie rozkładu Fouriera przebiegu i_o . Składowa stała I_o oraz amplitudy k -tych harmonicznym I_{omk} są równe

$$\left. \begin{aligned} I_o = I_{CC} = i_o &= \frac{I_{om}}{\pi} = \frac{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta}{1 - \cos \Theta} = I_{om} \alpha_0(\Theta) \\ I_{om1} &= \frac{I_{om}}{\pi} \frac{\Theta - \sin \Theta \cos \Theta}{1 - \cos \Theta} = I_{om} \alpha_1(\Theta) \\ I_{omk} &= \frac{I_{om}}{\pi} \frac{\sin(k\Theta) \cos \Theta - k \cos(k\Theta) \sin \Theta}{\frac{k}{2}(k^2 - 1)(1 - \cos \Theta)} = \\ &= I_{om} \alpha_k(\Theta) \quad \text{dla } k \geq 2 \end{aligned} \right\} \quad (1.11)$$

Współczynniki $\alpha_k(\Theta)$ noszą nazwę *współczynników rozkładu impulsu kosinusoidalnego*. Współczynnik

$$g_1(\Theta) = \frac{\alpha_1(\Theta)}{\alpha_0(\Theta)} \quad (1.12)$$

nosi nazwę *współczynnika kształtu*. Zależności współczynników $\alpha_k(\Theta)$, $g_1(\Theta)$ przedstawiono na rys.1.3.

Jak widać z rys.1.3, praca w klasie C, zwłaszcza przy małych kątach przepływu (głęboka klasa C), odznacza się bogatym widmem harmonicznym impulsu prądu wyjściowego i_o . Mimo to, zgodnie z poczynionym wcześniej założeniem, w wyniku selektywnego działania

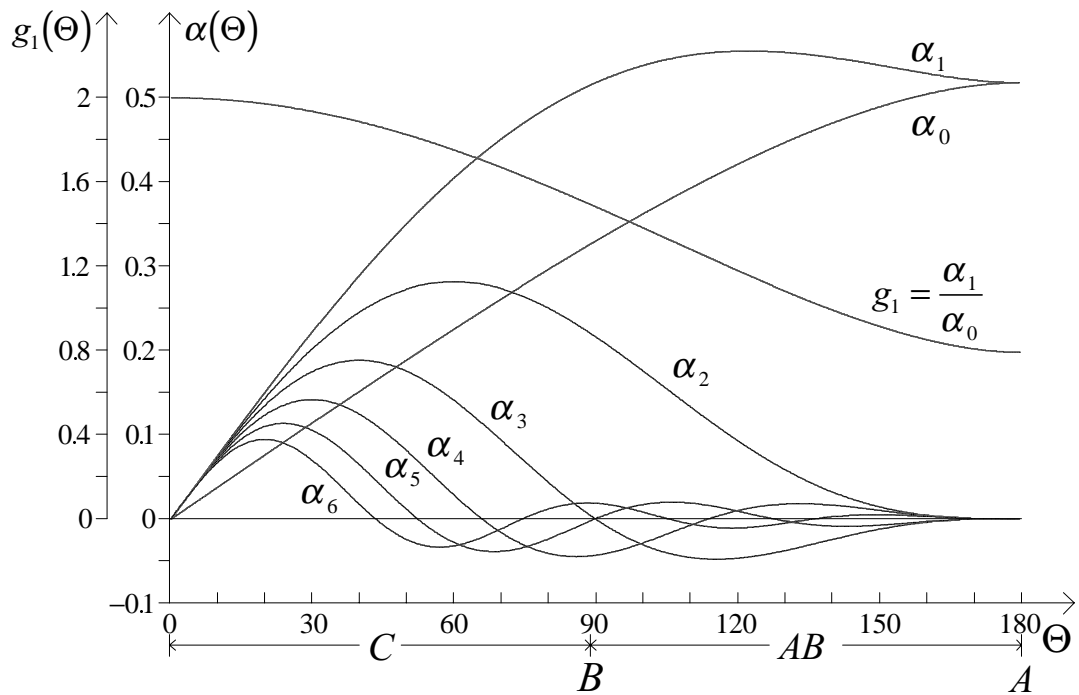
wyjściowego obwodu rezonansowego o dużej dobroci, napięcie wyjściowe jest zbliżone do przebiegu sinusoidalnego o maksymalnej amplitudzie U_{om} wynoszącej

$$U_{om} = I_{om1} R_L = \xi E_C \quad (1.13)$$

gdzie:

$$\xi = \frac{U_{om}}{U_{CC}} = \frac{U_{om}}{U_{om} + U_{Omin}}$$

jest współczynnikiem wykorzystania napięcia wyjściowego (ξ zależy m. in. od obciążenia R_L).



Rys.1.3. Współczynniki rozkładu impulsu kosinusoidalnego

1.2.1. Zależności energetyczne w układzie

Znajomość kształtu i parametrów impulsu prądu wyjściowego I_{omk} , $\alpha_k(\Theta)$, parametrów wyjściowego obwodu rezonansowego i obciążenia R_L oraz warunków zasilania U_{CC} umożliwia wyznaczenie mocy w układzie wyjściowym. Moc wyjściową określa zależność

$$P_L = \frac{1}{2} I_{om1} U_{om} = \frac{1}{2} I_{om} \alpha_1(\Theta) \xi U_{CC} \quad (1.14)$$

Moc wyjściowa zależy wyłącznie od amplitudy składowej podstawowej, gdy obwód rezonansowy dla składowych harmoniczych i podharmonicznych stanowi zwarcie.

Moc dostarczona ze źródła zasilania U_{CC} do obwodu wyjściowego wynosi

$$P_D = I_{CC} U_{CC} = I_{om} \alpha_0(\Theta) U_{CC} \quad (1.15)$$

gdzie $I_{CC} = I_0$ jest średnią wartością prądu pobranego ze źródła zasilania U_{CC} . Wykorzystując zależności (1.14) oraz (1.15) możemy wyznaczyć sprawność wzmacniacza

$$\eta = \frac{P_L}{P_D} = \frac{1}{2} \xi \frac{\alpha_1(\Theta)}{\alpha_0(\Theta)} = \frac{1}{2} \xi g_1(\Theta) \quad (1.16)$$

Z zależności (1.14) i (1.15) obliczymy moc strat w kolektorze tranzystora

$$P_C = P_D - P_L = P_D - \eta P_D = (1 - \eta) P_D = \frac{1 - \eta}{\eta} P_L \quad (1.17)$$

Zależności graficzne mocy wyjściowej P_L , mocy dostarczonej P_D i mocy traconej P_C oraz sprawności η od kąta przepływu Θ przedstawiono na rys.1.4. Wykresy te przedstawiono w postaci znormalizowanej, przy czym:

– moc wyjściową P_L reprezentuje wyrażenie $\alpha_1(\Theta)$

$$\frac{2 P_L}{\xi I_{om} U_{CC}} = \alpha_1(\Theta) \quad (1.18)$$

– moc dostarczoną reprezentuje wyrażenie $2 \alpha_0(\Theta)$

$$\frac{2 P_D}{I_{om} U_{CC}} = 2 \alpha_0(\Theta) \quad (1.19)$$

– sprawność wzmacniacza reprezentuje wyrażenie $0,5 g_1(\Theta)$

$$\frac{\eta}{\xi} = 0,5 g_1(\Theta) \quad (1.20)$$

– moc traconą w kolektorze tranzystora (dla $\xi = 1$) reprezentuje wyrażenie

$$\frac{2 P_C}{I_{om} U_{CC}} = \frac{2 (P_D - P_L)}{I_{om} U_{CC}} + \frac{2 P_D}{\underbrace{I_{om} U_{CC}}_{2 \alpha_0(\Theta)}} - \frac{2 P_L}{\underbrace{I_{om} U_{CC}}_{\alpha_1(\Theta) \text{ dla } \xi=1}} \quad (1.21)$$

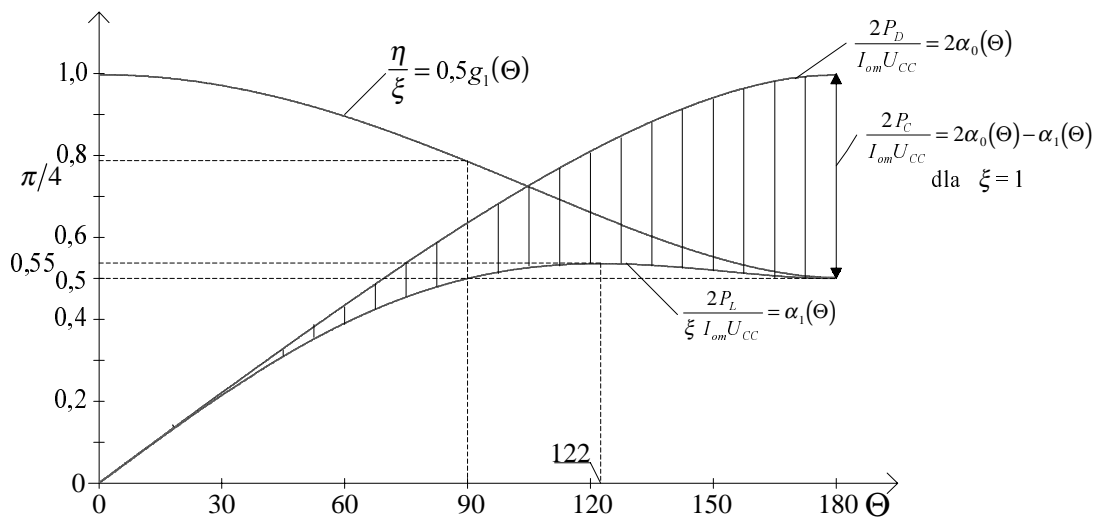
Jeżeli znana jest charakterystyka prądu sterującego $i_s(u_s)$ oraz kształt impulsu tego prądu, wraz ze współczynnikami rozkładu, to analogiczne rozważania prowadzą do wyznaczenia składowych harmoniczných prądu i_s , a dalej do mocy wejściowej P_{in} zwanej *mocą wzbudzenia*

$$P_{in} = \frac{1}{2} I_{sm1} U_{sm} \quad (1.22)$$

gdzie:

I_{sm1} - amplituda składowej podstawowej impulsu prądu wejściowego,

U_{sm} - amplituda napięcia sterującego u_s .



Rys.1.4. Zależność mocy i sprawności od kąta przepływu

Napięcie u_s jest napięciem kosinusoidalnym ($u_s = u_i + U_{BE}$) o pulsacji Ω . Zatem harmoniczne są równe zero: $U_{sm1} = U_{sm}$, $U_{smk} = 0$. Dlatego

$$P_{in} = \frac{1}{2} I_{sm1} U_{sm1} + \sum_{k=2}^{\infty} \frac{1}{2} I_{smk} \underbrace{U_{smk}}_0 \quad (1.23)$$

i w konsekwencji otrzymuje się zależność (1.22).

Moc dostarczona za źródła napięcia U_{BB} w obwodzie wejściowym wynosi

$$P_B = I_{B0} U_{BB} \quad (1.24)$$

gdzie I_{B0} jest prądem pobieranym ze źródła polaryzacji U_{BB} , czyli średnią wartością prądu sterującego i_s .

Moc tracona na wejściu P_{Din} jest sumą mocy wzbudzenia P_{in} i mocy P_B dostarczonej ze źródła U_{BB} .

$$P_{Din} = P_{in} + P_B \quad (1.25)$$

Należy podkreślić, że jeżeli $U_{BB} < 0$, to moc dostarczona P_B jest ujemna, ponieważ źródło zasilania U_{BB} pobiera, a nie dostarcza mocy. Wtedy bateria U_{BB} może być zastąpiona rezystorem

$$R_B = \frac{|U_{BB}|}{I_{B0}} \quad (1.26)$$

zbocznikowanym pojemnością C_B o takiej wartości, aby reaktancja kondensatora C_B dla składowej podstawowej była dostatecznie mała. Układ taki jest nazywany układem *polaryzacji dynamicznej* obwodu wejściowego.

1.2.2. Wnioski wynikające z analizy pracy wzmacniacza klasy C

Przeprowadzona analiza pracy wzmacniacza klasy C opierała się na szeregu założeń upraszczających. Jednakże w oparciu o nią można przedstawić kilka wniosków słusznych także dla rzeczywistego wzmacniacza klasy C.

1. Przy stałej wartości szczytowej impulsu kosinusoidalnego prądu wyjściowego ($I_{om} = const$) oraz przy stałym współczynniku ξ wykorzystania napięcia zasilającego U_{cc} , moc wyjściowa P_L rośnie, gdy kąt przepływu prądu wyjściowego Θ rośnie. Zależność $P_L(\Theta)$ jest analogiczna do zależności $\alpha_1(\Theta)$. Dla przyjętej odcinkowo - liniowej aproksymacji charakterystyki $i_o(u_s)$ maksimum mocy wyjściowej przypada dla $\Theta_{opt} = 122^\circ$ (klasa AB). Zmniejszając kąt przepływu prądu Θ tak, aby moc wyjściowa była stała ($P_L = const$), należy zwiększyć wartość szczytową impulsu prądu wyjściowego I_{om} . Dla uzyskania dużej mocy wyjściowej P_L należy stosować niezbyt małe wartości kąta przepływu Θ , czyli niezbyt głęboką klasę C.
2. Przy stałej wartości szczytowej impulsu I_{om} prądu wyjściowego, moc dostarczona P_D rośnie, gdy kąt przepływu Θ rośnie. Zależność $P_D(\Theta)$ jest analogiczna do zależności $\alpha_0(\Theta)$. Wzrost mocy dostarczonej P_D ze wzrostem kąta przepływu Θ jest szybszy, niż wzrost mocy wyjściowej P_L .

3. Przy stałej wartości współczynnika wykorzystania napięcia zasilania ($\xi = const$) sprawność wzmacniacza η rośnie, gdy kąt przepływu Θ maleje. Zależność $\eta(\Theta)$ jest analogiczna do zależności współczynnika kształtu $g_1(\Theta)$. W szczególności, gdy $\Theta \rightarrow 0$ i $\xi \rightarrow 1$, to $\eta = 1/2 g_1 \rightarrow \eta_{max} = 1$. Graniczna, teoretyczna sprawność wzmacniacza w klasie C wynosi 100 % (dla klasy B: $\eta_{max} = \pi/4$ oraz dla klasy A: $\eta_{max} = 1/2$) jednak moc wyjściowa maleje wtedy do zera.
4. Z wniosków 1 i 3 wynika, że wymagania odnośnie dużej mocy wyjściowej P_L i dużej sprawności η są sprzeczne i w warunkach rzeczywistych wymagany jest kompromis.
5. Wzmacniacz klasy C charakteryzuje się nieliniową zależnością $I_{om1} = f(U_{sm})$. Zmiana amplitudy sygnału sterującego U_{sm} powoduje zmiany kąta przepływu Θ oraz zmiany szczytowej wartości prądu wyjściowego I_{om} . Warunek liniowości jest spełniony dopiero przy pracy w klasie B (lub A), wówczas bowiem kąt przepływu Θ nie zależy od U_{sm} . Wtedy zmiana U_{sm} powoduje proporcjonalną do niej zmianę I_{om} , a zatem również I_{om1} . Dla $U_{BB} = U_T$, ($U_{BB} > 0$) kąt przepływu $\Theta = \pi/2$, wzmacniacz pracuje w klasie B, przy czym amplitudy prądów są równe

$$\left. \begin{aligned} I_{om1} &= \frac{U_{sm} g_m}{2} \\ I_{om} &= U_{sm} g_m \end{aligned} \right\} \quad (1.27)$$

Dla $U_{BB} = U_T + U_{sm}$, kąt przepływu $\Theta = \pi$. Wtedy wzmacniacz pracuje w klasie A z amplitudami prądów

$$\left. \begin{aligned} I_{om1} &= U_{sm} g_m \\ I_{om} &= 2 U_{sm} g_m \end{aligned} \right\} \quad (1.28)$$

Wzmacniacze pracujące przy zmiennej amplitudzie sygnału użytecznego (np. wzmacniacze przebiegów modulowanych amplitudowo) muszą zatem pracować w klasie B (lub w klasie A), aby zapewnić liniową zależność napięcia wyjściowego od napięcia sterującego. W tym przypadku nie jest możliwe wykorzystanie pracy w klasie C i uzyskanie dużej sprawności energetycznej, związanej z klasą C.

Na podstawie powyższych uwag możemy określić zależności energetyczne wzmacniacza w klasie B tj. dla $\Theta = \pi/2$. Zależności te zostały określone wcześniej, dla dowolnego kąta przepływu Θ . Wykorzystując zależności (1.11, 1.13, 1.14 i 1.16) otrzymujemy

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 \left(\Theta = \frac{\pi}{2} \right) &= \frac{1}{\pi} \\ \alpha_1 \left(\Theta = \frac{\pi}{2} \right) &= 0,5 \\ U_{om} &= \xi U_{CC} = I_{om1} R_L = \alpha_1 \left(\Theta = \frac{\pi}{2} \right) I_{om} R_L \end{aligned} \right\} \quad (1.29)$$

Stąd

$$\left. \begin{aligned} I_{om} &= \frac{\xi U_{CC}}{\alpha_1 \left(\Theta = \frac{\pi}{2} \right) R_L} \\ P_L &= \frac{1}{2} I_{om} \alpha_1 \left(\Theta = \frac{\pi}{2} \right) U_{CC} \xi = \frac{\xi^2 U_{CC}^2}{2 R_L} \\ P_D &= I_{om} \alpha_0 \left(\Theta = \frac{\pi}{2} \right) U_{CC} = \frac{2}{\pi} \frac{\xi U_{CC}^2}{R_L} \\ \eta &= \frac{1}{2} g_1 \left(\Theta = \frac{\pi}{2} \right) \xi = \frac{\pi}{4} \xi \end{aligned} \right\} \quad (1.30)$$

W podobny sposób możemy określić zależności energetyczne dla klasy A, tj. dla $\Theta = \pi$. Wtedy

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 (\Theta = \pi) &= \alpha_1 (\Theta = \pi) = 0,5 \\ g_1 (\Theta = \pi) &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (1.31)$$

6. Wzmacniacz w klasie C może być użyty jako k -krotny powielacz częstotliwości, czyli wzmacniacz k -tej harmonicznej. Wtedy wyjściowy obwód rezonansowy jest dostrojony do k -tej harmonicznej sygnału sterującego. Kąt przepływu, przy którym amplituda k -tej harmonicznej prądu wyjściowego I_{omk} osiąga maksimum (wtedy także moc wyjściowa osiąga maksimum), przy założeniu stałej wartości szczytowej prądu wyjściowego I_{om} i stałym współczynnikiem ξ wykorzystania napięcia zasilania, wynosi

$$\Theta_{opt} = \frac{2\pi}{3k} \quad (1.32)$$

Przy Θ_{opt} występują maksima współczynników rozkładu kosinusoidalnego $\alpha_k(\Theta)$. Maksymalna moc wyjściowa maleje ze wzrostem stopnia powielania k . W praktyce stosuje się powielacze o stopniu powielania nie większym niż 3.

7. Obwód rezonansowy o impedancji Z zapewnia wyodrębnienie składowej podstawowej i filtrację pozostałych harmonicznych. Zawartość k -tej harmonicznej napięcia wyjściowego wynosi

$$\frac{U_{omk}}{U_{om1}} = \frac{|Z(\Omega = k\Omega_o)| I_{omk}}{|Z(\Omega = \Omega_o)| I_{om1}} \approx \frac{1}{Q\left(k - \frac{1}{k}\right)} \frac{\alpha_k(\Theta)}{\alpha_1(\Theta)} \quad (1.33)$$

Zatem filtrację danej harmonicznej można poprawić, stosując odpowiednio dobraną wartość kąta przepływu. Np. $\Theta = \pi/2$ zapewnia eliminację nieparzystych harmonicznych.

1.3. WPŁYW CZĘSTOTLIWOŚCI SYGNAŁU STERUJĄCEGO NA PRACĘ WZMACNIACZA W KLASIE C

Aby przeprowadzić pełną analizę pracy wzmacniacza klasy C, uwzględniając wszystkie istotne i złożone czynniki związane z nieliniowością charakterystyk tranzystora, różnego rodzaju ograniczeniami prądu, napięcia i mocy, nieliniowymi efektami parametrycznymi w zakresie w.cz. itp., należy wykorzystać symulację komputerową układu, np. w programie SPICE. Aby analiza była wiarygodna modele elementów aktywnych, wykorzystywanych do budowy wzmacniacza, muszą uwzględniać wszystkie wyżej wspomniane efekty nieliniowe. Dalsze rozważania ograniczymy jedynie do jakościowego wyjaśnienia zjawisk fizycznych, bez ich ilościowego ujęcia.

Wpływ częstotliwości na pracę wzmacniacza rozpatrzmy w trzech przedziałach: dla $\Omega < \omega_\beta$, $\omega_\beta < \Omega \ll \omega_T$, $\Omega < \omega_T$.

a) Zakres stosunkowo małych częstotliwości: $\Omega < \omega_\beta$

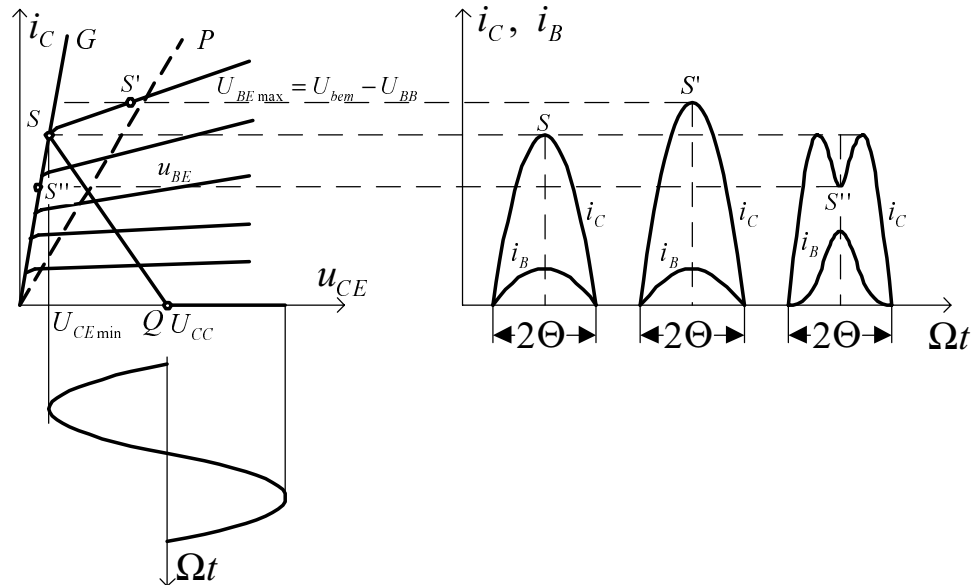
W tym zakresie możemy korzystać z charakterystyk statycznych i roboczych tranzystora oraz z metod graficznych.

Zakładając, że dobroć obwodu rezonansowego jest duża, zaś rezystancja źródła sterującego jest mała ($R_g < r_{bb'}$) możemy przyjąć, że napięcie wejściowe u_{be} i wyjściowe u_{ce} są sinusoidalne. Przypadek napięciowego sterowania tranzystora jest rzadko spełniony w praktyce, pozwala jednak na jakościowe wyjaśnienie zjawisk zachodzących w tranzystorze.

Charakterystykę roboczą układu OE, zgodnie z równaniem (1.5), określa zależność

$$u_{CE} - U_{CC} = -\frac{U_{cem}}{U_{bem}}(u_{BE} + U_{BB}) \quad (1.34)$$

Zależność tę przedstawiono graficznie w polu charakterystyk tranzystora $i_C = f(u_{CE})$, przy $u_{BE} = \text{const}$, na rys.1.5.



Rys.1.5. Charakterystyka robocza w polu charakterystyk kolektorowych tranzystora

Graniczna linia G stanu nasycenia (na rys.1.5) rozdziela stany pracy niedowzbudzonej i przewzbudzonej tranzystora. Punktowi szczytowemu S na charakterystyce roboczej odpowiada stan krytyczny. Stanowi przewzbudzonemu odpowiada praca w obszarze nasycenia (punkt S'), zaś stanowi niedowzbudzonemu odpowiada praca w obszarze aktywnym (punkt S'').

W stanie przewzbudzonym, w otoczeniu punktu szczytowego, występuje charakterystyczne odkształcenie impulsu prądu kolektora. Spowodowane jest to znacznym wzrostem prądu bazy (złącza baza - emiter i baza - kolektor zostają silnie spolaryzowane w kierunku przewodzenia za źródła napięciowego), kosztem prądu kolektora. Prąd emitera $i_E = i_C + i_B$ jest wymuszony przez obwód rezonansowy, zatem gdy i_B gwałtownie rośnie, to i_C maleje. Praca w stanie silnie przewzbudzonym nie jest korzystna, ponieważ powoduje zmniejszenie mocy wyjściowej i sprawności oraz wzrost mocy wejściowej.

Również praca w stanie niedowzbudzonym charakteryzuje się zmniejszeniem mocy wyjściowej i sprawności układu, ponieważ gwałtownemu zmniejszeniu ulega współczynnik wykorzystania napięciowego ξ .

b) Zakres średnich częstotliwości: $\omega_\beta < \Omega \ll \omega_T$

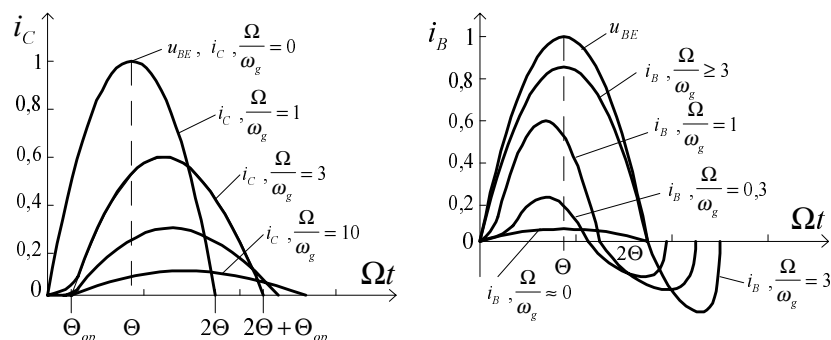
W rozpatrywanym zakresie częstotliwości ograniczenie minimalnego napięcia $U_{CE\min}$ stanowi tzw. parametryczna linia graniczna P (rys.1.5). W obszarze „parametrycznym”, czyli na lewo od charakterystyki granicznej G , częstotliwość graniczna tranzystora ω_T maleje, C_{jc} rośnie, ponadto parametry te są w silnym stopniu nieliniowe i uzależnione zarówno od prądu jak i od napięcia kolektora (oprócz tego są podczas pracy funkcjami czasu).

W obszarze aktywnej pracy tranzystora zaczyna odgrywać rolę skończony czas przelotu nośników prądu przez bazę. Efektywne napięcie efektywnie sterujące pracą tranzystora jest opóźnione względem zewnętrznego napięcia sterującego oraz jest zniekształcone wskutek całkującego działania uśrednionej pojemności dyfuzyjnej. Efektem tych zjawisk jest:

- opóźnienie prądu kolektora i_C i napięcia $u_{B'E}$ na złączu baza wewnętrzna - emiter tranzystora, w stosunku do napięcia sterującego u_{BE} ,
- zwiększenie kąta przepływu Θ' prądu kolektora, w stosunku do jego wartości Θ przy m. cz.,
- zmniejszenie wartości szczytowej I_{cm} impulsu prądu kolektora, w porównaniu do jego wartości przy m. cz.,
- wzrost amplitudy i czasu trwania impulsu prądu bazy.

Pulsacja graniczna ω_g powyżej której czas przelotu nośników odgrywa istotną rolę jest w przybliżeniu określona stałą czasową obwodu wejściowego tranzystora w stanie aktywnym, tzn.

$$\omega_g \approx \frac{1}{r_{bb'} C_e} = \omega_T \frac{r_{eb'}}{r_{bb'}} \quad (1.35)$$



Rys.1.6. Przebiegi czasowe napięć i prądów tranzystora pracującego w klasie C, przy różnych częstotliwościach roboczych

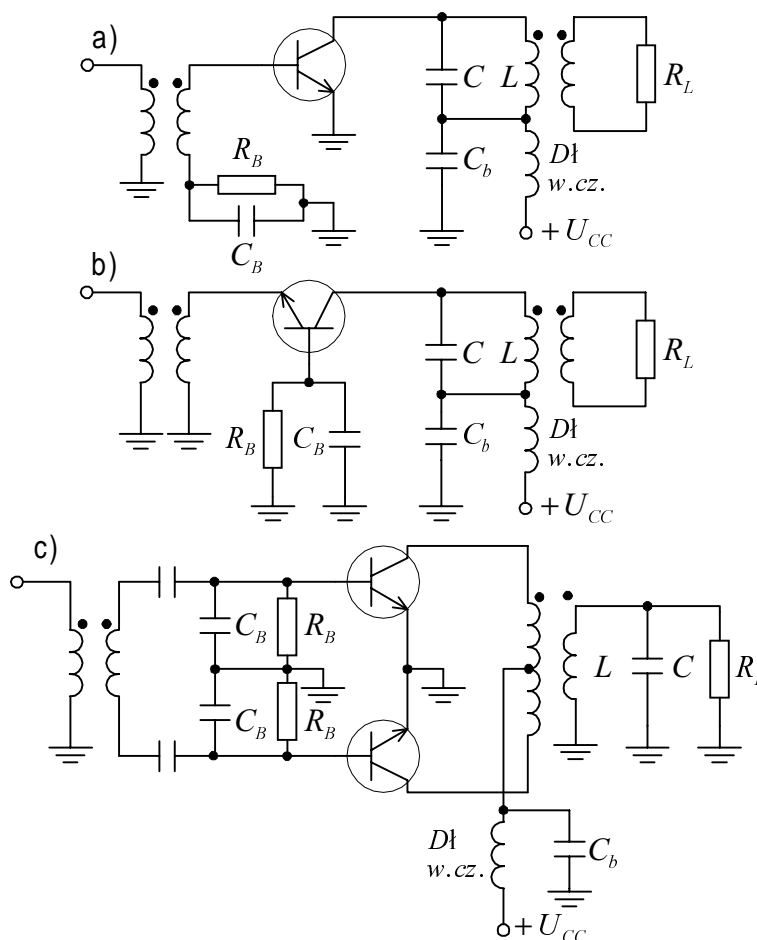
Na rys.1.6 przedstawiono poglądowo przebiegi $u_{BE}(\Omega t)$, $i_C(\Omega t)$ oraz $i_B(\Omega t)$ dla kilku wartości parametru Ω / ω_g .

c) Zakres wielkich częstotliwości: $\Omega < \omega_T$

W tym zakresie obok wyżej wymienionych efektów, zaczynają odgrywać rolę inne, np. indukcyjność emitera. Powoduje to dalsze zmniejszenie wartości szczytowej I_{om} prądu kolektora oraz zwiększenie kąta przepływu, w konsekwencji zmniejszenie mocy wyjściowej, sprawności oraz wzrost mocy wejściowej.

1.4. ROZWIĄZANIA UKŁADOWE WZMACNIACZY KLASY C

Na rysunku 1.7 przedstawiono przykłady rozwiązań układowych rezonansowych wzmacniaczy mocy klasy C.



Rys.1.7. Rezonansowe wzmacniacze klasy C: a) wzmacniacz w konfiguracji OE, b) wzmacniacz w konfiguracji OB, c) wzmacniacz przeciwobny

W przedstawionych układach zastosowano polaryzację dynamiczną realizowaną przez elementy R_B, C_B . Wzmacniacz w konfiguracji OB posiada mniejsze zastosowanie ze względu na jego mniejsze wzmocnienie mocy. Jednakże układ OB posiada lepsze

właściwości częstotliwościowe i pozwala na uzyskanie nieco większej mocy wyjściowej w zakresie średnich częstotliwości.

1.5. REZONANSOWE WZMACNIACZE MOCY W.CZ. KLASY D I KLASY E

1.5.1. Ogólne właściwości wzmacniaczy w.cz. klasy D i klasy E

Wzmacniacze mocy klasy D i klasy E w. cz. wykorzystują impulsową pracę elementów aktywnych, przełączanych jako klucze z dużą częstotliwością od pełnego załączenia do wyłączenia. Taki rodzaj pracy elementów aktywnych pozwala na uzyskanie dużej sprawności energetycznej wzmacniaczy klasy D i E, która w przypadku idealnych kluczy wynosi 100 %. Maksymalna moc obciążenia jest limitowana przez graniczne wartości prądów i napięć zastosowanych elementów aktywnych, a nie przez ich dopuszczalną moc strat. Straty mocy w tego typu wzmacniaczach składają się głównie z dwóch składników:

- straty mocy związane z napięciem na załączonym tranzystorze (tranzystor nie jest idealnym kluczem i w stanie załączenia występuje na nim niewielkie napięcie),
- straty mocy związane z procesem przełączania tranzystora, gdy jego punkt pracy przemieszcza się przez obszar aktywny i jednocześnie mogą wystąpić duże chwilowe wartości napięcia i prądu tranzystora.

O efektywności tych układów w dużym stopniu decyduje właściwy dobór elementów ze względu na szybkość ich działania, jak również zaprojektowanie odpowiednich układów sterowania tranzystorami, w celu zminimalizowania strat mocy związanych z procesami przełączania. W przeciwnym razie składnik ten byłby dominujący w ogólnym bilansie strat mocy.

Rezonansowe wzmacniacze klasy D i klasy E o mocy wyjściowej do kilkuset [W] i częstotliwości kilkunastu [MHz] są realizowane przy użyciu bipolarnych tranzystorów mocy w.cz., a w szczególności przy użyciu polowych tranzystorów mocy typu VMOS. Głównie dzięki właściwościom tranzystorów VMOS (patrz rozdział 16.5) wzmacniacze klasy D i E znalazły bardzo szerokie zastosowanie w praktyce i stały się głównym sposobem realizacji rezonansowych wzmacniaczy mocy we wspomnianych wyżej zakresach mocy i częstotliwości.

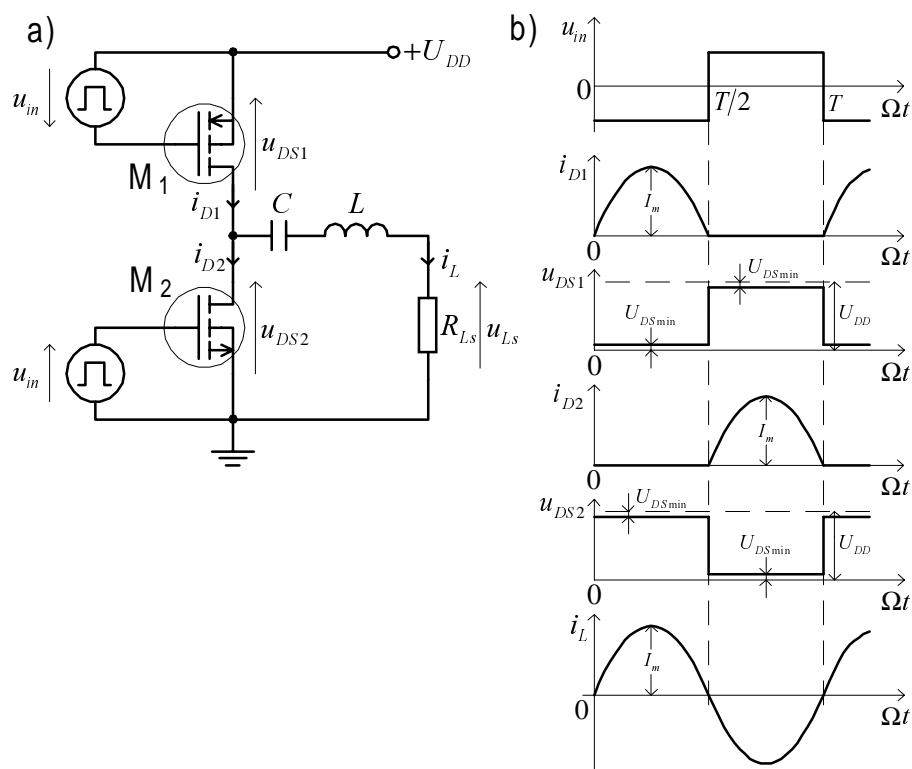
W porównaniu do wzmacniaczy klasy C, wzmacniacze klasy D i klasy E charakteryzują się nie tylko większą sprawnością energetyczną i lepszym wykorzystaniem napięciowym i prądowym elementów

aktywnych (pozwala to na uzyskanie dużo większej mocy wyjściowej przy tym samym elemencie aktywnym), ale także mniejszą zawartością wyższych harmonicznych w sygnale wyjściowym.

Istnieje wiele odmian rozwiązań układowych wzmacniaczy klasy D i E w.cz. Na szczególne wyróżnienie zasługują rozwiązania typu ZVS (ang. *zero - voltage switching*). W układach tych przełączanie elementów aktywnych odbywa się przy zerowym napięciu. Pozwala to na minimalizację strat mocy w procesach przełączania. Nasze rozważania ograniczymy jedynie do krótkiego przedstawienia ogólnej zasady działania wzmacniaczy klasy D z komutacją napięcia lub z komutacją prądu [32] oraz niesymetrycznego wzmacniacza klasy E [27, 32].

1.5.2. Rezonansowe wzmacniacze mocy w.cz. klasy D

Istnieją dwa podstawowe układy wzmacniaczy mocy klasy D w.cz. Są to układy z komutacją napięcia lub z komutacją prądu.



Rys.1.8. Wzmacniacz klasy D z komutacją napięcia: a) stopień końcowy, b) przebiegi czasowe w układzie

Uproszczony schemat ideowy stopnia końcowego wzmacniacza klasy D z komutacją napięcia przedstawiono na rys.1.8a, natomiast idealizowane przebiegi czasowe napięć i prądów w tym układzie, przy pominięciu

efektów związanych z procesami przełączania tranzystorów, przedstawiono na rys.1.8b.

W czasie trwania ujemnego napięcia u_{in} z układu sterującego, tranzystor M_1 zostaje załączony, a tranzystor M_2 wyłączony. Napięcie U_{DD} , pomniejszone o niewielki spadek napięcia U_{DSmin} na przewodzącym tranzystorze M_2 , zostaje podane na szeregowy obwód rezonansowy $R_{LS} C L$. W czasie trwania dodatniego półokresu napięcia sterującego u_{in} , następuje wyłączenie tranzystora M_1 oraz załączenie tranzystora M_2 . W wyniku takiej pracy tranzystorów, szeregowy obwód rezonansowy zostaje pobudzony napięciem w kształcie symetrycznej fali prostokątnej o wartości międzyszczytowej $U_{DD} - 2 U_{DSmin}$. Szeregowy obwód rezonansowy, dostrojony do częstotliwości sygnału sterującego, wydziela pierwszą harmoniczną z przebiegu prostokątnego. Przez tranzystory M_1 i M_2 przepływa prąd o kształcie połówek sinusoidy oraz o wartości maksymalnej ograniczonej rezystancją obciążenia R_{LS} . Napięcia, prądy i moce w układzie, przy pominięciu efektów przełączania, określone są w przybliżeniu prostymi zależnościami, wynikającymi z rozkładu przebiegu prostokątnego w szereg Fouriera:

– Napięcie i prąd w obciążeniu

$$u_L = \frac{2(U_{DD} - 2 U_{DSmin})}{\pi} \sin \Omega t \quad (1.36)$$

$$i_L = \frac{2(U_{DD} - 2 U_{DSmin})}{\pi R_{LS}} \sin \Omega t \quad (1.37)$$

– Moc użyteczna

$$P_L = \frac{2(U_{DD} - 2 U_{DSmin})^2}{\pi^2 R_{LS}} \quad (1.38)$$

– Średnia wartość prądu dostarczonego z zasilacza

$$I_{DD} = \frac{2(U_{DD} - 2 U_{DSmin})}{\pi^2 R_{LS}} \quad (1.39)$$

– Moc dostarczona z zasilacza

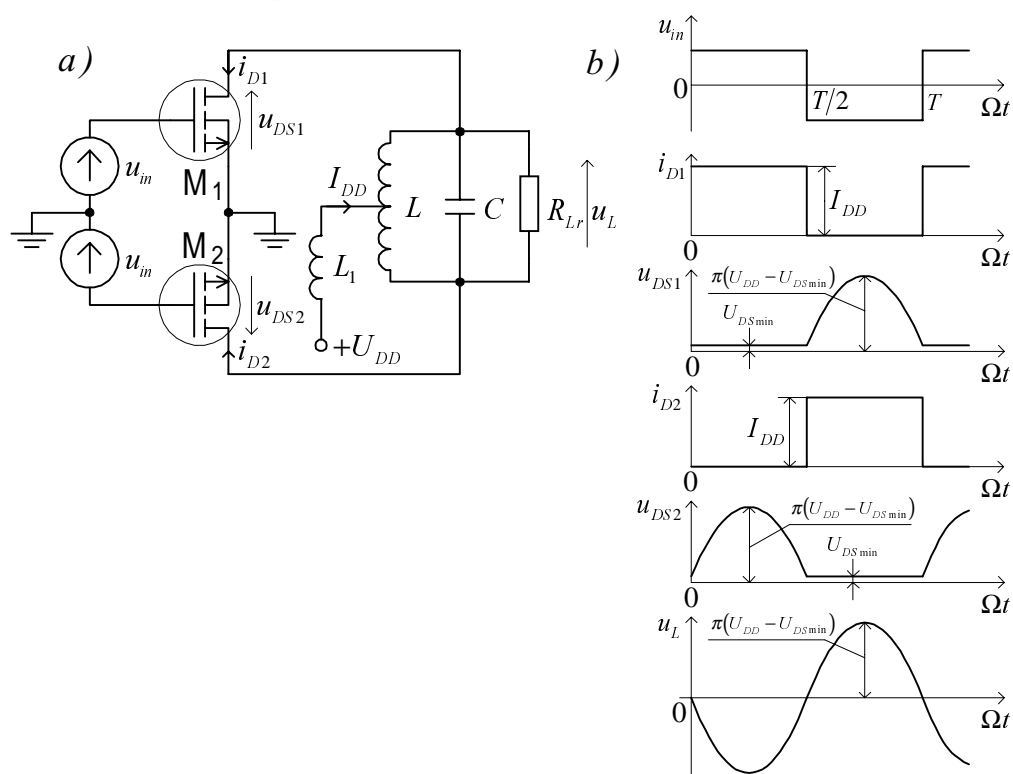
$$P_D = \frac{2(U_{DD} - 2 U_{DSmin}) U_{DD}}{\pi^2 R_{LS}} \quad (1.40)$$

– Sprawność wzmacniacza

$$\eta = \frac{P_L}{P_D} = 1 - \frac{2 U_{DSmin}}{U_{DD}} \quad (1.41)$$

Z zależności (1.41) wynika, że sprawność wzmacniacza klasy D z komutacją napięcia zależy tylko od stosunku napięcia $U_{DS\min}$ do napięcia zasilania U_{DD} . Napięcie $U_{DS\min}$ na przewodzącym tranzystorze w obszarze liniowym jest dla współczesnych tranzystorów VMOS bardzo małe, dlatego sprawność energetyczna wzmacniacza może być duża. Jednak przy dużych częstotliwościach przełączania nie można pominąć efektów przełączania tranzystorów, które to efekty powodują dodatkowe straty energii, obniżające sprawność wzmacniacza.

Uproszczony schemat ideowy stopnia końcowego wzmacniacza klasy D w. cz. z komutacją prądu przedstawiono na rys.1.9a, zaś idealizowane przebiegi czasowe napięć i prądów w układzie, przy pominięciu efektów przełączania, na rys.1.9b.



Rys.1.9. Wzmacniacz klasy D w.cz. z komutacją prądu: a) stopień końcowy, b) przebiegi czasowe w układzie

W czasie trwania dodatniego półokresu napięcia sterującego u_{in} zostaje załączony tranzystor M_1 , a wyłączony M_2 . Przez załączony tranzystor M_1 płynie prąd stały wymuszony przez dławik L_1 wielkiej częstotliwości o dużej indukcyjności. W czasie trwania ujemnego półokresu napięcia sterującego, tranzystor M_1 zostaje wyłączony, a tranzystor M_2 zostaje załączony, przejmując przewodzenie prądu z zasilacza płynącego przez indukcyjność L_1 . W wyniku takiego sterowania równoległy obwód rezonansowy zostaje pobudzony prądem o kształcie symetrycznej fali prostokątnej i na rezystancji obciążenia

otrzymuje się przebieg sinusoidalny. Napięcie dren - źródło u_{DS} tranzystora odciętego nie jest stałe, lecz ma kształt połówki sinusoidy o amplitudzie $\pi (U_{DD} - U_{DS\min})$. Średnia wartość napięcia na indukcyjności L_1 za jeden okres wynosi zero, zaś chwilowa wartość napięcia na indukcyjności L_1 jest różnicą modułu napięcia sinusoidalnego i stałego napięcia zasilającego U_{DD} .

Napięcia, prądy i moce w układzie, przy pominięciu efektów przełączania, określają następujące zależności:

– Napięcie i prąd w rezystancji obciążenia

$$u_L = \pi (U_{DD} - U_{DS\min}) \sin \Omega t \quad (1.42)$$

$$i_L = \frac{\pi (U_{DD} - U_{DS\min})}{R_{Lr}} \sin \Omega t \quad (1.43)$$

– Moc użyteczna

$$P_L = \frac{\pi^2 (U_{DD} - U_{DS\min})^2}{2 R_{Lr}} \quad (1.44)$$

– Średni prąd dostarczony z zasilacza (prąd dławika w. cz. L_1)

$$I_{DD} = \frac{\pi^2 (U_{DD} - U_{DS\min})}{2 R_{Lr}} \quad (1.45)$$

– Moc dostarczona z zasilacza

$$P_D = \frac{\pi^2 U_{DD} (U_{DD} - U_{DS\min})}{2 R_{Lr}} \quad (1.46)$$

– Napięcie na dławiku w. cz. L_1

$$u_1 = (U_{DD} - U_{DS\min}) \left(\frac{\pi}{2} \sin \Omega t - 1 \right) \quad (1.47)$$

– Sprawność wzmacniacza

$$\eta = \frac{P_L}{P_D} = 1 - \frac{U_{DS\min}}{U_{DD}} \quad (1.48)$$

Z porównania zależności (1.41 i 1.48) wynika, że przy pominięciu procesów przełączania, sprawność wzmacniacza z komutacją prądu jest nieco większa, niż wzmacniacza z komutacją napięcia. W układzie z komutacją prądu na odciętym tranzystorze występuje dość duża wartość szczytowa napięcia, równa $\pi (U_{DD} - U_{DS\min})$.

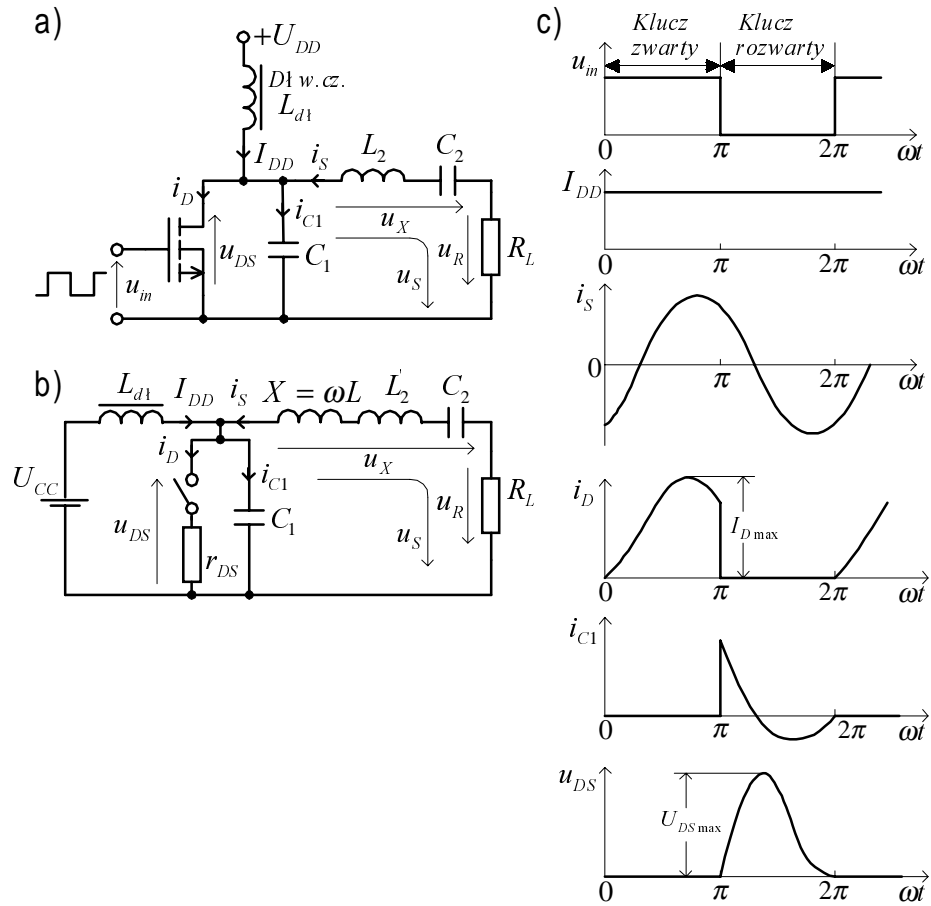
1.5.3. Niesymetryczny wzmacniacz klasy E w. cz.

W praktyce, sprawność energetyczna opisanych wcześniej wzmacniaczy klasy D sięga nieco powyżej 90 % przy maksymalnej częstotliwości pracy nie przekraczającej na ogół kilkunastu MHz. Dalsze zwiększenie sprawności energetycznej oraz rozszerzenie zakresu częstotliwościowego pracy uzyskano we wzmacniaczach klasy E w. cz., dzięki wyeliminowaniu strat mocy związanych z procesami załączania tranzystorów (wzmacniacze klasy E z równoległym i szeregowym kondensatorem) lub wyłączania tranzystora (wzmacniacze klasy E z szeregową indukcyjnością). Wadą niesymetrycznych wzmacniaczy klasy E jest dość duża zawartość harmoniczných w sygnale wyjściowym, gdy dobroć rezonansowego obwodu obciążającego jest mała, co jest powodowane niesymetrycznym przeładowywaniem tego obwodu. W celu wyeliminowania tej wady realizowane są również przeciwsobne wzmacniacze klasy E w. cz.

Nasze rozważania ograniczymy do niesymetrycznego wzmacniacza klasy E z równoległym kondensatorem, którego uproszczony schemat ideowy wraz z jego modelem przedstawiono na rys.1.10a. Na rys.1.10b przedstawiono idealizowane przebiegi czasowe w układzie, odpowiadające optymalnym warunkom pracy wzmacniacza, przy których zostają całkowicie wyeliminowane straty mocy związane z załączaniem tranzystora. We wzmacniaczu tym straty mocy związane z załączaniem tranzystora zostały wyeliminowane dzięki odpowiednio dobranemu obwodowi drenowemu, który zapewnia, że przejście tranzystora ze stanu odcięcia do stanu załączenia odbywa się z pominięciem stanu aktywnego. Sprowadzenie tych strat do zera wymaga jednoczesnego spełnienia warunków, aby napięcie drenu u_{DS} i pochodna tego napięcia w chwili włączania tranzystora były równe zeru [27].

$$\left. \begin{aligned} u_{DS}(\omega t) &= U_{DS}(2n\pi) = 0 & n &= 0, 1, \dots \\ \frac{du_{DS}(\omega t)}{d(\omega t)} \Big|_{\omega t = 2n\pi} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1.49)$$

Jak pokazano na rys.1.10c, spełnienie powyższych warunków powoduje, że w chwili załączania tranzystora prąd drenu zaczyna łagodnie narastać od zera, przy napięciu $u_{DS} = 0$, co w efekcie prowadzi do wyeliminowania procesu przejściowego. Aby uzyskać największą moc wyjściową wzmacniacza, współczynnik wypełnienia prostokątnego przebiegu sterującego powinien wynosić $1/2$.



Rys.1.10. Niesymetryczny wzmacniacz klasy E z równoległym kondensatorem:
a) stopień końcowy, b) uproszczony model wzmacniacza, c) idealizowane przebiegi czasowe w układzie

Przeprowadzona analiza teoretyczna układu w pracach [27, 32] prowadzi do następujących związków między wartościami elementów obwodu drenowego, przy których spełnione są warunki (1.49)

$$C_1 = \frac{1}{5,447 \omega R_L} \left(1 + \frac{0,81 Q_L}{Q_L^2 + 4} \right) \quad (1.50)$$

$$C_2 = \frac{1}{Q_L \omega R_L} \left(1 + \frac{1,11}{Q_L - 1,7879} \right) \quad (1.51)$$

$$L_2 = \frac{Q R_L}{\omega} \quad (1.52)$$

gdzie: $Q = \frac{\omega L_2}{R_L}$ - dobroć szeregowego obwodu rezonansowego.

Jak widać z powyższych zależności, obwód kolektorowy (drenowy) dla częstotliwości pracy posiada charakter indukcyjny, tj.

$$X_L = \omega L_2 > X_C = \frac{1}{\omega C_2} \quad (1.53)$$

W celu określenia pola charakterystyk elementu aktywnego pracującego jako klucz (przy $D = 0,5$) możemy wykorzystać następujące związki:

– maksymalny prąd tranzystora

$$I_{D\max} = I_{DD} \left(\frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{2} + 1 \right) \approx 2,8611 I_{DD} \quad (1.54)$$

– maksymalne napięcie na tranzystorze

$$U_{DS\max} = 3,562 U_{DD} - 2,562 U_{DS\min} \quad (1.55)$$

gdzie:

I_{DD} - prąd zasilania

$U_{DS\min}$ - spadek napięcia na załączonym tranzystorze.

Parametry wyjściowe wzmacniacza określają zależności:

– amplituda napięcia wyjściowego

$$U_{Lm} = \frac{4}{\sqrt{\pi^2 + 4}} (U_{DD} - U_{DS\min}) \quad (1.56)$$

– amplituda prądu wyjściowego

$$I_{Lm} = \frac{U_{Lm}}{R_L} = \frac{4}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \frac{U_{DD} - U_{DS\min}}{R_L} \quad (1.57)$$

– moc wyjściowa

$$P_L = \frac{U_{Lm} I_{Lm}}{2} = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{(U_{DD} - U_{DS\min})^2}{R_L} \quad (1.58)$$

– prąd zasilania

$$I_{DD} = \frac{8 (U_{DD} - U_{DS\min})^2}{(\pi^2 + 4) R_L U_{DD} \eta} \quad (1.59)$$

– sprawność wzmacniacza

$$\eta = \frac{\left(1 - \frac{2(\pi A)^2}{3} - \frac{U_{DS\min}}{U_{DD}} \right) \left(1 + A - \frac{2(\pi A)^2}{3} \right)}{1 - (\pi A)^{2/3}} \quad (1.60)$$

gdzie:

$$A = \left(1 + \frac{0,82}{1,1525 + Q} \right) f t_f \quad (1.60a)$$

t_f - czas opadania prądu drenu, przy wyłączaniu tranzystora,

– moc zasilania

$$P_D = \frac{P_L}{\eta} = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{(U_{DD} - U_{DS\min})^2}{\eta R_L} \quad (1.61)$$

Ograniczenia częstotliwościowe wzmacniacza klasy E wiążą się z pojemnością wyjściową tranzystora, która łącznie z pojemnością dławika zasilającego i pojemnością montażu tworzy pewną minimalną pojemność $C_{1\min}$, przy której możliwe jest jeszcze skonstruowanie obwodu drenowego o optymalnych wartościach elementów. Maksymalna częstotliwość pracy wzmacniacza klasy E jest określona wzorem [27]

$$f_{\max} = \frac{4}{\pi^2 (\pi^2 + 4) R_L C_{1\min}} \approx \frac{0,02922}{R_L C_{1\min}} \quad (1.62)$$

W praktyce, sprawność wzmacniacza klasy E w. cz. może osiągać wartość nawet 96 %. Dzięki swym właściwościom rezonansowe, wysokosprawne wzmacniacze klasy D i E w. cz. są coraz szerzej wykorzystywane w różnorodnych urządzeniach do przetwarzania energii (wysokosprawne rezonansowe przetwornice napięcia stałego, wzmacniacze rezonansowe w. cz., prostowniki rezonansowe w. cz., sterowane prostowniki synchroniczne w. cz., awaryjne zasilacze napięcia przemiennego itp.), co pozwala na miniaturyzację i zwiększenie niezawodności tych urządzeń.