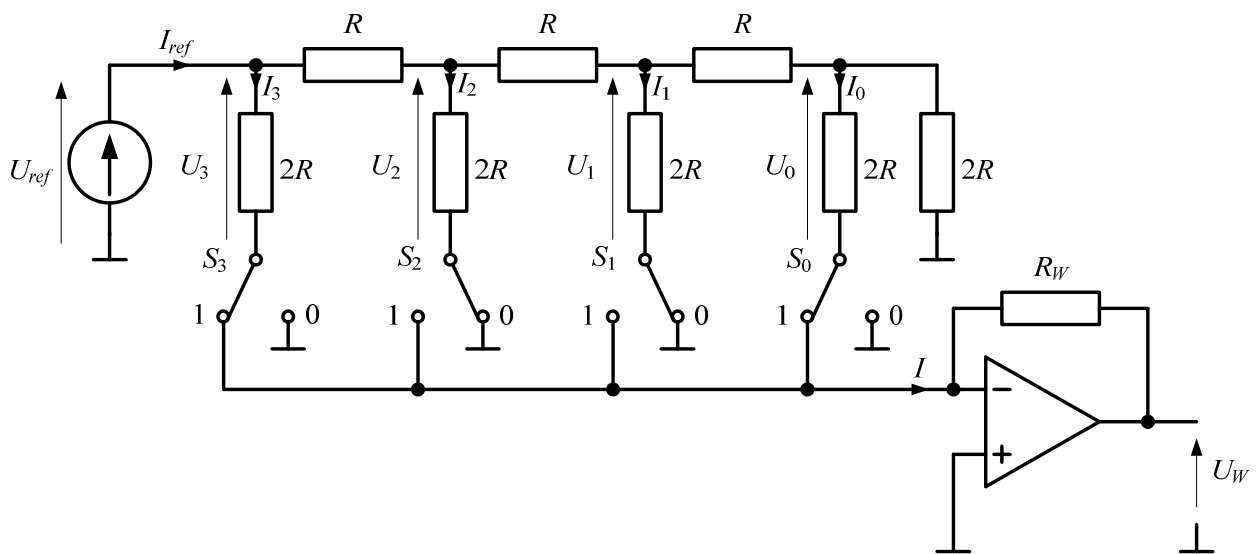


# XXXIX OLIMPIADA WIEDZY TECHNICZNEJ

## Zawody III stopnia

### Rozwiązania zadań dla grupy elektryczno-elektronicznej

#### Rozwiązanie zadania 1



Rys.1. Schemat przetwornika dla zadanej liczby  $n_2 = a_3 a_2 a_1 a_0 = 1001$  ( $n_{10} = 9$ )

Ponieważ wzmacniacz operacyjny (Rys.1) pracuje w stanie aktywnym to potencjał wejścia inwertującego (-) bez względu na pozycję łączników  $S_0 - S_3$  jest niewielki, bliski 0 V (efekt wirtualnej masy). Zatem rozptyw prądów w rezystorach  $R$  i  $2R$  jest także praktycznie stały i można go obliczyć przyjmując schemat połączeń jak na rysunku (Rys.2).

---

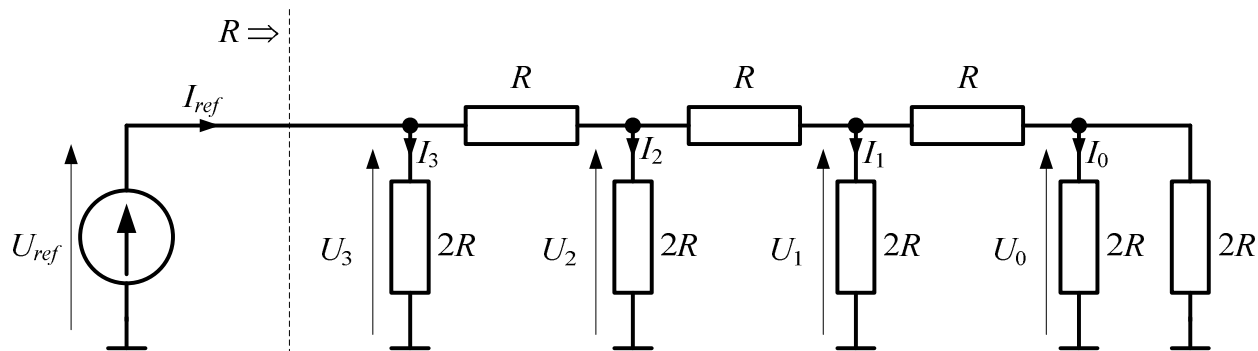
Patronem honorowym OWT jest Minister Gospodarki.

Partnerami medialnymi OWT są:

- Przegląd Techniczny,
- Przegląd Mechaniczny.

Sponsorami XXXIX OWT są:

- Instytut Mechnizacji Budownictwa i Górnictwa Skalnego,
- Stowarzyszenie Inżynierów i Techników Przemysłu Materiałów Budowlanych,
- Wydawnictwo Kartograficzne Beata Piętka.



Rys.2. Rozpływ prądów i rozkład napięć w sieci rezystorów  $R$  i  $2R$

Z rysunku (Rys.2) wynika, że rezystancja zastępcza sieci rezystorów  $R$  i  $2R$  widziana z zacisków źródła napięcia referencyjnego  $U_{ref}$  jest równa  $R_z = R = 1 \text{ k}\Omega$ . Prąd  $I_{ref}$  można zatem policzyć z zależności:

$$I_{ref} = \frac{U_{ref}}{R} = \frac{5}{1000} = 5 \text{ mA} . \quad (1)$$

Łatwo zauważyć, że:

$$U_3 = U_{ref} , \quad (2)$$

$$U_2 = U_{ref} - (I_{ref} - I_3) R = U_{ref} \left( 1 - R \left( \frac{1}{R} - \frac{1}{2R} \right) \right) = \frac{U_{ref}}{2} , \quad (3)$$

$$U_1 = U_2 - (I_{ref} - I_3 - I_2) R = U_{ref} \left( \frac{1}{2} - R \left( \frac{1}{R} - \frac{1}{2R} - \frac{1}{4R} \right) \right) = \frac{U_{ref}}{4} , \quad (4)$$

$$\begin{aligned} U_0 &= U_1 - (I_{ref} - I_3 - I_2 - I_1) R = \\ &= U_{ref} \left( \frac{1}{4} - R \left( \frac{1}{R} - \frac{1}{2R} - \frac{1}{4R} - \frac{1}{8R} \right) \right) = \frac{U_{ref}}{8} , \end{aligned} \quad (5)$$

Wartości prądów  $I_0, I_1, I_2, I_3$  w drabince rezystancyjnej są zatem równe:

$$I_3 = \frac{U_3}{2R} = \frac{U_{ref}}{2R} = \frac{5}{2 \cdot 1000} = 2,5 \text{ mA} , \quad (6)$$

$$I_2 = \frac{U_2}{2R} = \frac{U_{ref}}{4R} = \frac{5}{4 \cdot 1000} = 1,25 \text{ mA} , \quad (7)$$

$$I_1 = \frac{U_1}{2R} = \frac{U_{ref}}{8R} = \frac{5}{8 \cdot 1000} = 625 \mu A, \quad (8)$$

$$I_0 = \frac{U_0}{2R} = \frac{U_{ref}}{16R} = \frac{5}{16 \cdot 1000} = 312,5 \mu A. \quad (9)$$

Ponieważ prąd  $I$  (Rys.1), dla przyjętych odpowiednio wag  $a_0, a_1, a_2, a_3$ , sygnałów sterujących łącznikami  $S_0 - S_3$  jest równy:

$$I = a_3 I_3 + a_2 I_2 + a_1 I_1 + a_0 I_0, \quad (10)$$

to napięcie wyjściowe  $U_W$  przetwornika jest równe:

$$U_W = -I R_W. \quad (11)$$

Modułu napięcia wyjściowego ma wartość maksymalną  $\left|U_W\right|_{\max} = 10 \text{ V}$ , kiedy wejściowa liczba binarna ma wartość 1111. Oznacza to, że prąd  $I = I_{\max}$  jest równy:

$$I_{\max} = I_3 + I_2 + I_1 + I_0 = \frac{U_{ref}}{2R} \left( a_3 + \frac{a_2}{2} + \frac{a_1}{4} + \frac{a_0}{8} \right) = \frac{15}{16} \cdot \frac{U_{ref}}{2R} = 4,6875 \text{ mA}. \quad (12)$$

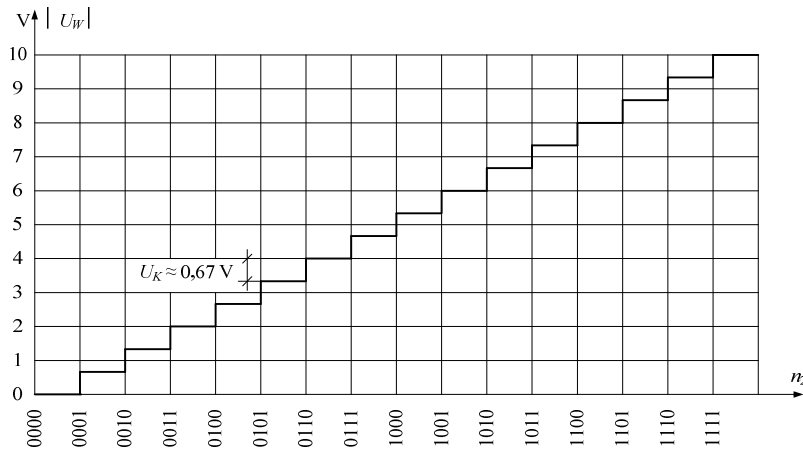
Przekształcając zależność (11) można obliczyć rezystancję  $R_W$ .

$$R_W = \frac{\left|U_W\right|_{\max}}{I_{\max}} = \frac{10}{4,6875 \cdot 10^{-3}} \approx 2,13 \text{ k}\Omega. \quad (13)$$

Do wyznaczenia charakterystyki przetwarzania należy znać wartość napięcia wyjściowego przetwornika dla liczby  $n_2 = 0001$ . Jest to napięcie kwantowania  $U_K$  tego przetwornika.

$$\begin{aligned} U_K &= I_{\min} R_W = I_0 R_W = \frac{U_{ref}}{2R} \cdot \frac{1}{8} \cdot R_W = \\ &= \frac{\left|U_W\right|_{\max}}{15} = \frac{10}{15} \approx 0,667 \text{ V} = 667 \text{ mV}. \end{aligned} \quad (14)$$

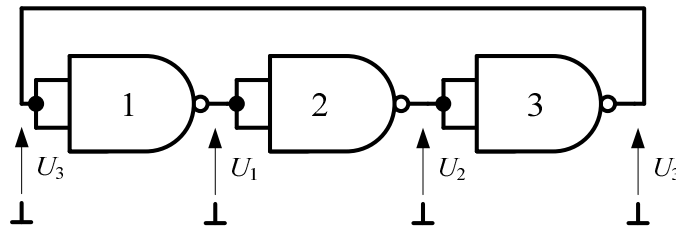
Wykres charakterystyki przetwarzania  $\left|U_W\right| = f(n_2)$  przetwornika przedstawiono na rysunku (Rys.3).



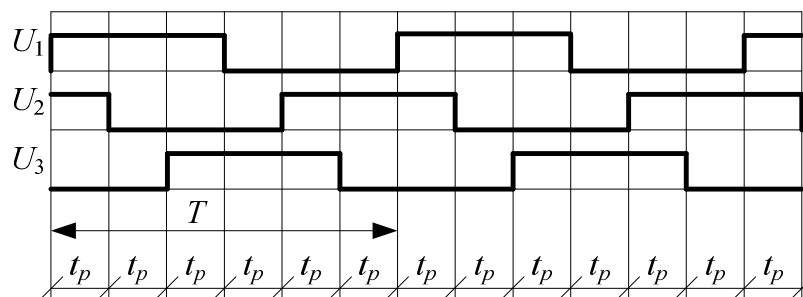
Rys.3.  $|U_W| = f(n_2)$

## Rozwiązanie zadania 2

Ponieważ układ przedstawiony na rysunku jest generatorem to na pewno w pętli jest połączona nieparzysta liczba bramek. Gdyby liczba bramek była parzysta na ich wyjściach ustawiłby się jeden ze stanów stabilnych 0 lub 1 i ten stan, wymuszony przez układ, nie ulegałby zmianie. W układzie z zadania tak nie jest, stany na wyjściach bramek zmieniają się, np. w układzie z trzema bramkami (Rys.1) przebiegi napięć wyjściowych  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$  będą miały kształt jak na rysunku (Rys.2).



Rys.1. Układ z trzema bramkami NAND



Rys.2. Idealne przebiegi napięć wyjściowych  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$  w układzie z Rys.1

Z rysunku (Rys.2) wynika, że okres przebiegów napięć  $U_1, U_2, U_3$  jest równy

$$T = 2 n t_p, \quad (1)$$

gdzie  $t_p$  – średni czas propagacji bramki,  $n = 3$  – liczba bramek.

Ponieważ okres  $T$  fali napięcia  $U_2$  zmierzony na ekranie oscyloskopu jest równy

$$T = 4,2 \text{ dz} \cdot 50 \frac{\text{ns}}{\text{dz}} = 210 \text{ ns}, \quad f = \frac{1}{T} = \frac{1}{210 \cdot 10^{-9}} = 4,76 \text{ MHz}, \quad (2)$$

to odczytując z tabeli (Tabela 1) dla bramki typu TTL-LS wartość średniego czasu propagacji  $t_p = 10 \text{ ns}$  i przekształcając wzór (1) można napisać:

$$n = \frac{T}{2 t_p} = \frac{210}{2 \cdot 10} = 10,5. \quad (3)$$

Zatem w układzie połączono 11 bramek serii TTL-LS.

Średni czas propagacji  $t_p$  zastosowanych w eksperymencie bramek jest równy:

$$t_p = \frac{T}{2 n} = \frac{210}{2 \cdot 11} = 9,5 \text{ ns}$$

Z tabeli (Tabela 1) średni czas propagacji bramek serii TTL-L jest równy  $t_{p1} = 33 \text{ ns}$ .

Żeby przebieg obserwowany na ekranie oscyloskopu miał częstotliwość  $f$  równą około 4,76 MHz to liczba bramek serii TTL-L musi być równa:

$$n_1 = \frac{T}{2 t_{p1}} = \frac{210}{2 \cdot 33} = 3,18.$$

Należy zastosować 3 bramki serii TTL-L.

### Rozwiązanie zadania 3

#### ad 1

Pomijając prąd bazy tranzystora, z dzielnika napięcia  $R_1, R_2$  można obliczyć napięcie na rezystorze  $R_2$

$$U_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{CC} = \frac{4,7}{11,7 + 4,7} \cdot 11 = 3,152 \text{ V}. \quad (1)$$

Z charakterystyk tranzystora można odczytać, że napięcie  $U_{BE}$  na złączu baza – emiter tranzystora  $Q_1$  może zmieniać się w zakresie od  $U_{BEmin} = 0,62$  V do  $U_{BEmax} = 0,67$  V, zatem napięcie na rezystancji  $R_3$  na pewno jest w przedziale wartości:

$$U_{R3min} = U_{R2} - U_{BEmax} = 3,152 - 0,67 = 2,482 \text{ V}, \quad (2)$$

$$U_{R3max} = U_{R2} - U_{BEmin} = 3,152 - 0,62 = 2,532 \text{ V}.$$

Zakładając, że prąd emitera jest praktycznie równy prądowi kolektora można obliczyć przedział wartości, w jakim znajduje się szukana w punkcie pracy tranzystora wartość prądu kolektora:

$$I_{Cmin} = \frac{U_{R3min}}{R_3} = \frac{2,482}{0,5} = 4,964 \text{ mA}, \quad (3)$$

$$I_{Cmax} = \frac{U_{R3max}}{R_3} = \frac{2,532}{0,5} = 5,064 \text{ mA}.$$

Z zależności (3) wynika, że prąd kolektora w punkcie pracy tranzystora jest w przybliżeniu równy  $I_{CQ} \approx 5$  mA. Na rezystancji  $R_3$  odkłada się w tej sytuacji napięcie 2,5 V, a zatem napięcie  $U_{BEQ}$  jest w przybliżeniu równe:

$$U_{BEQ} = U_{R2} - U_{R3} = 3,152 - 2,5 = 0,652 \text{ V}. \quad (4)$$

Napięcie  $U_{CEQ}$  w punkcie pracy, przy założeniu, że rezystancja uzwojenia dławika  $L_1$  jest równa zero można obliczyć ze wzoru:

$$U_{CEQ} = U_{CC} - U_{R3} = U_{CC} - I_{CQ} R_3 = 11 - 2,5 = 8,5 \text{ V}. \quad (5)$$

Punkt pracy tranzystora ma zatem współrzędne:

$$U_{CEQ} = 8,5 \text{ V}, \quad I_{CQ} = 5 \text{ mA}, \quad U_{BEQ} = 0,652 \text{ V}.$$

Dokładniej można wyznaczyć współrzędne punktu pracy tranzystora zakładając, że w przedziale zmian napięcia baza-emiter od  $U_{BE1} = 0,65$  V do  $U_{BE2} = 0,66$  V zmiana prądu kolektora  $\Delta I_C$  wyrażona w mA jest proporcjonalna do zmiany napięcia  $\Delta U_{BE}$ .

Zatem można napisać:

$$\Delta I_C = g_m \Delta U_{BE}, \quad (6)$$

oraz

$$U_{R2} - (I_{C1} + \Delta I_C) R_3 = U_{BE1} + \Delta U_{BE}, \quad (7)$$

gdzie

$$g_m = \frac{\Delta I_{C1}}{\Delta U_{BE1}} = \frac{(7 - 4) \cdot 10^{-3}}{0,66 - 0,65} = 300 \text{ mA/V}, \quad I_{C1} = 4 \text{ mA}.$$

Po wstawieniu zależności (6) do (7) i przekształceniu otrzymuje się:

$$\Delta U_{BE} = \frac{U_{R2} - I_{C1} R_3 - U_{BE1}}{g_m R_3 + 1} = \frac{3,152 - 4 \cdot 0,5 - 0,65}{300 \cdot 0,5 + 1} = 3,3245 \text{ mV}, \quad (8)$$

$$U_{BEQ} = U_{BE1} + \Delta U_{BE} = 0,6533 \text{ V},$$

$$I_{CQ} = I_{C1} + \Delta I_C = I_{C1} + a \Delta U_{BEQ} = 4 + 300 \cdot 0,0033245 = 4,997 \text{ mA}.$$

Napięcie  $U_{CEQ}$  jest w tym wypadku także równe:

$$U_{CEQ} = U_{CC} - U_{R3} = U_{CC} - I_{CQ} R_3 = 11 - 4,997 \cdot 0,5 = 8,5 \text{ V}. \quad (9)$$

## ad 2

Warunek wzbudzenia drgań w układzie opisuje zależność:

$$|K| \cdot |\beta| > 1, \quad (10)$$

gdzie  $|K|$  moduł wzmocnienia wzmacniacza,  $|\beta|$  moduł tłumienia czwórnika sprzężenia zwrotnego.

Moduł wzmocnienia wzmacniacza można obliczyć, np. z zależności:

$$|K| = g_m r_d, \quad (11)$$

gdzie

$$g_m = \frac{\Delta I_{C2}}{\Delta U_{BE2}},$$

przy  $U_{CEQ} = \text{const}$ , tzw. transkonduktancja tranzystora w punkcie pracy, a  $r_d$  rezystancja dynamiczna obwodu obciążenia, w tym wypadku obwodu rezonansowego.

Z charakterystyk stycznych tranzystora można odczytać:

$$g_m = \frac{\Delta I_{C2}}{\Delta U_{BE2}} = \frac{(7-4) \cdot 10^{-3}}{0,66-0,65} = 300 \text{ mA/V} = 0,3 \text{ A/V}. \quad (12)$$

Rezystancję dynamiczną  $r_d$  oblicza się z zależności:

$$r_d = Q \rho. \quad (13)$$

Dobroć obwodu rezonansowego opisują wzory:

$$Q = \frac{\omega L}{R_L} = \frac{1}{\omega C} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R_L} = \frac{\rho}{R_L}, \quad (14)$$

gdzie:

$$\rho = \omega L = \frac{1}{\omega C} = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (15)$$

$L$  – indukcyjność obwodu rezonansowego,  $C$  – zastępcza pojemność obwodu rezonansowego

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \approx C_2. \quad (16)$$

Wstawiając zależność (14) do (13) otrzymuje się:

$$r_d = \frac{\rho}{R_L} \rho = \frac{\rho^2}{R_L}. \quad (17)$$

Dla  $C_{2MAX} = 1 \text{ nF}$

$$\rho_{MIN} = \sqrt{\frac{L}{C_{2MAX}}} = \sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}}} = 100 \Omega, \quad (18)$$

$$r_{dMIN} = \frac{\rho_{MIN}^2}{R_L} = \frac{100^2}{5,3} = 1890 \Omega,$$

$$|K|_{MIN} = g_m r_{dMIN} = 0,3 \cdot 1890 = 567 \text{ V/V}.$$



Dla  $C_{2MIN} = 400 \text{ pF}$

$$\rho_{MAX} = \sqrt{\frac{L}{C_{2MIN}}} = \sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-6}}{400 \cdot 10^{-12}}} = 158 \Omega,$$
$$r_{dMAX} = \frac{\rho_{MAX}^2}{R_L} = \frac{158^2}{5,3} = 4710 \Omega,$$
(19)

$$|K|_{MAX} = g_m r_{dMAX} = 0,3 \cdot 4710 = 1413 \text{ V/V}.$$

Moduł tłumienia czwórnika sprzężenia zwrotnego oblicza się z zależności:

$$|\beta| = \frac{X_{C1}}{X_{C1} + X_{C2}} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \approx \frac{C_2}{C_1}.$$
(20)

Dla  $C_{2MAX} = 1 \text{ nF}$

$$|\beta|_{MAX} = \frac{C_{2MAX}}{C_1} = \frac{1 \cdot 10^{-9}}{250 \cdot 10^{-9}} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ V/V}.$$
(21)

Dla  $C_{2MIN} = 400 \text{ pF}$

$$|\beta|_{MIN} = \frac{C_{2MIN}}{C_1} = \frac{400 \cdot 10^{-12}}{250 \cdot 10^{-9}} = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ V/V}.$$
(22)

Sprawdzenie warunku wzbudzenia drgań w układzie dla  $C_{2MAX} = 1 \text{ nF}$

$$|K|_{MIN} \cdot |\beta|_{MAX} = 567 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 2,27 > 1.$$
(23)

Sprawdzenie warunku wzbudzenia drgań w układzie dla  $C_{2MIN} = 400 \text{ pF}$

$$|K|_{MAX} \cdot |\beta|_{MIN} = 1413 \cdot 1,6 \cdot 10^{-3} = 2,26 > 1.$$
(24)

W pełnym zakresie przestrajania generator generuje sygnał sinusoidalny.

### ad 3

Minimalna i maksymalna częstotliwość drgań generatora jest równa minimalnej i maksymalnej częstotliwości rezonansowej obwodu  $R_L, L, C_1, C_2$ .

$$f_{MIN} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{2MAX}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^{-9}}} = 1,59 \text{ MHz}, \quad (25)$$

$$f_{MAX} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{2MIN}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10 \cdot 10^{-6} \cdot 400 \cdot 10^{-12}}} = 2,52 \text{ MHz}.$$

Rozwiązanie uproszczone:

$$|K| \cdot |\beta| = g_m r_d \frac{C_2}{C_1} = g_m \frac{\rho^2 C_2}{R_L C_1} = g_m \frac{\frac{L}{C_2} C_2}{R_L C_1} = g_m \frac{L}{R_L C_1}. \quad (26)$$

Iloczyn modułów nie zależy od pojemności kondensatora  $C_2$ .

$$|K| \cdot |\beta| = 0,3 \cdot \frac{10 \cdot 10^{-6}}{5,3 \cdot 250 \cdot 10^{-9}} = 2,26 > 1. \quad (27)$$

Układ generuje przy dowolnej wartości pojemności kondensatora  $C_2$ .

Omawiany w zadaniu generator to generator Colpittsa.

### Rozwiązanie problemu technicznego

Odształcone prądy fazowe przekształtnika płyną również w linii zasilającej. Miarą tych odształceń jest współczynnik zawartości harmoniczných (inaczej odształcenia) prądu  $THD_i$ , który definiuje się w następujący sposób:

$$THD_i = \frac{I_H}{I_1} \cdot 100\%,$$

gdzie  $I_H$  – wartość skuteczną wszystkich wyższych harmoniczných, a  $I_1$  – wartość skuteczną harmonicznej podstawowej prądu.

Wyższe harmoniczne prądu powodują dodatkowe, niepotrzebne straty energii (straty ciepłe) w rezystancjach transformatorów i przewodów zasilających dlatego duża wartość współczynnika  $THD_i$  jest niekorzystana i należy ją w miarę możliwości technicznych zmniejszać do możliwie najmniejszej wartości.

Z rysunku (Rys.2) wynika, że składowa podstawowa  $i_{11}$  prądu fazowego  $i_1$  jest przesunięta w fazie względem składowej podstawowej napięcia fazowego  $u_1$  o kąt  $\varphi = \pi/3$ . Przekształtnik pobiera zatem z sieci, oprócz mocy czynnej potrzebnej do wykonania określonej pracy (podniesienia lub opuszczenia windy), także moc bierną indukcyjną. Tę moc można wyznaczyć znając składową bierną podstawowej harmonicznej prądu fazowego, a jej wartość jest proporcjonalna do tzw. współczynnika mocy  $\cos \varphi$  przekształtnika. Podobnie jak wyższe harmoniczne tak i składowe bierne podstawowej harmonicznej prądów fazowych powodują dodatkowe straty energii w transformatorach i przewodach zasilających przekształtnik.

Wyższe harmoniczne prądów fazowych odkładają na indukcyjnościach i rezystancjach przewodów i transformatorów w linii zasilającej spadki napięć i powodują, że w miejscu przyłączenia przekształtnika do sieci elektroenergetycznej wystąpi odkształcenie napięcia zasilającego. To odkształcone napięcie, zasilające inne odbiorniki energii elektrycznej, może być przyczyną ich awarii lub niewłaściwej pracy.

Miarą odkształcenia napięcia zasilającego przekształtnik w miejscu jego przyłączenia, podobnie jak dla prądów odkształconych, jest współczynnik zawartości harmonicznych (odkształcenia) napięcia  $THD_u$ , który definiuje się w następujący sposób:

$$THD_u = \frac{U_H}{U_1} \cdot 100\%,$$

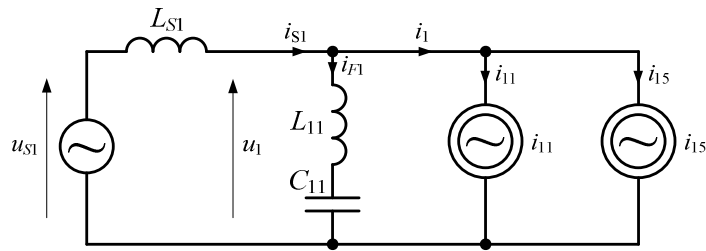
gdzie  $U_H$  – wartość skuteczną wszystkich wyższych harmonicznych, a  $U_1$  – wartość skuteczna harmonicznej podstawowej napięcia w miejscu przyłączenia przekształtnika.

Niekorzystny wpływ przekształtnika na jakość przebiegów prądów i napięć w sieci elektroenergetycznej w miejscu jego przyłączenia można zmniejszyć lub wyeliminować dołączając równolegle do zacisków przekształtnika jeden, dwa lub wszystkie z wymienionych niżej środków technicznych:

1. bateria kondensatorów kompensujących moc bierną indukcyjną,
2. filtr pasywny  $LC$ ,
3. filtr aktywny (przekształtnik energoelektroniczny).

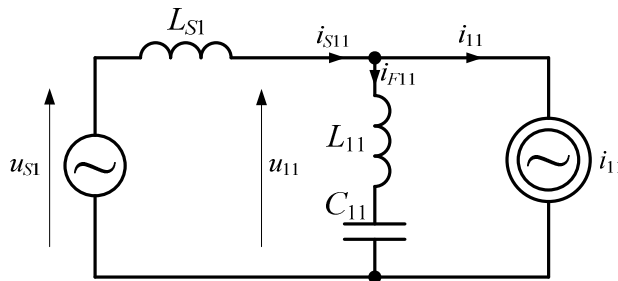
Ponieważ przekształtnik jest odbiornikiem symetrycznym można obliczenia przeprowadzić w obwodzie jednofazowym.

Na rysunku (Rys.1) przedstawiono schemat zastępczy układu jednofazowego, na którym podstawowa i piąta harmoniczna prądu fazowego pobieranego przez przekształtnik są odpowiednio reprezentowane przez dwa źródła prądowe  $i_{11}$  oraz  $i_{15}$ .

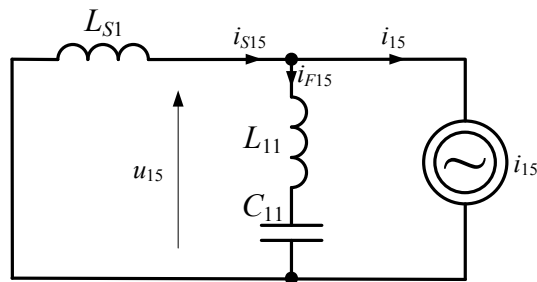


Rys.1. Schemat układu jednofazowego

Stosując zasadę superpozycji można układ ogólny przedstawiony na rysunku (Rys.1) zastąpić dwoma układami. Pierwszy uwzględnia tylko podstawową, a drugi piątą harmoniczną prądu fazowego. Odpowiednie schematy dla tych składowych prądu przedstawiono na kolejnych rysunkach (Rys.2, Rys.3).



Rys.2. Schemat zastępczy układu z rysunku (Rys.1) dla harmonicznnej podstawowej prądu fazowego  $i_1$



Rys.3. Schemat zastępczy układu z rysunku (Rys.1) dla piątej harmonicznnej prądu fazowego  $i_1$

### Sytuacja 1. Układ bez filtru pasywnego LC

Jeżeli w układzie nie zastosowano żadnego środka technicznego poprawiającego parametry pobieranej z sieci zasilającej energii można napisać:

$$i_{S1} = i_1 = i_{11} + i_{15} \cdot \quad (1)$$

Ponieważ znane są wartości skuteczne podstawowej i piątej harmonicznej prądu  $i_1$  to skuteczna wartość tego prądu jest równa:

$$I_{S1} = I_1 = \sqrt{I_{11}^2 + I_{15}^2} = \sqrt{500^2 + 100^2} \approx 510 \text{ A.} \quad (2)$$

Współczynnik  $THD_i$  w tym wypadku ma wartość:

$$THD_i = \frac{I_{15}}{I_{11}} \cdot 100\% = \frac{100}{500} \cdot 100\% = 20\%. \quad (3)$$

Dla schematu zastępczego przedstawionego na rysunku (Rys.2) składowa czynna  $i_{11c}$  podstawowej harmonicznej prądu fazowego jest równa:

$$I_{11c} = I_{11} \cos \varphi = 500 \cdot \cos \frac{\pi}{3} = 250 \text{ A.} \quad (4)$$

Składowa bierna  $i_{11b}$  ma wartość:

$$I_{11b} = I_{11} \sin \varphi = 500 \cdot \sin \frac{\pi}{3} = 433 \text{ A.} \quad (5)$$

Ta składowa powoduje, że w transformatorach i w przewodach zasilających powstają dodatkowe straty energii.

Prąd  $I_{11}$  odkłada na indukcyjności  $L_{S1}$  napięcie o wartości skutecznej równej:

$$\begin{aligned} U_{LS11} &= X_{LS11} I_{11} = \omega_1 L_{S1} I_{11} = 2 \pi f L_{S1} I_{11} = \\ &= 2 \pi \cdot 50 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 500 \approx 7,8 \text{ V.} \end{aligned} \quad (6)$$

Piąta harmoniczna prądu fazowego zgodnie ze schematem zastępczym przedstawimy na rysunku (Rys.3) odkłada na indukcyjności  $L_{S1}$  napięcie o wartości skutecznej równej:

$$\begin{aligned} U_{LS15} &= X_{LS15} I_{15} = 5 \omega_1 L_{S1} I_{15} = 5 \cdot 2 \pi f L_{S1} I_{15} = \\ &= 5 \cdot 2 \pi \cdot 50 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \approx 7,9 \text{ V.} \end{aligned} \quad (7)$$

Skuteczna wartość napięcia na zaciskach przekształtnika w miejscu jego przyłączenia, pomijając spadki napięcia na indukcyjności  $L_{S1}$  od podstawowej i piątej harmonicznej, jest praktycznie równa  $U_1 \approx U_{S1} = 230 \text{ V}$ . Współczynnik  $THD_u$  jest zatem równy:

$$THD_u = \frac{U_{15}}{U_{11}} \cdot 100\% = \frac{7,9}{230} \cdot 100\% = 3,43\% . \quad (8)$$

## Sytuacja 2. Układ z filtrem pasywnym LC

W tej sytuacji składowa bierna harmonicznej podstawowej prądu fazowego  $I_{11b}$  jest częściowo kompensowana przez filtr  $L_{11}, C_{11}$  (Rys.2). Także część piątej harmonicznej prądu fazowego przepływa przez elementy  $L_{11}, C_{11}$  (Rys.3).

Obliczając zatem reaktancje indukcyjne i pojemnościowe dławików  $L_{S1}$  i  $L_{11}$  oraz kondensatora  $C_{11}$  dla podstawowej i piątej harmonicznej można wykazać, że skuteczna wartość prądu  $i_{S1}$  zasilającego układ przekształtnik – filtr zmniejszy się, i będzie miała wartość 257A, a współczynnik mocy  $\cos \varphi$  zwiększy się do wartości 0,973 (w układzie bez filtru  $LC \cos \varphi = 0,5$ ).

Współczynniki  $THD_i$  oraz  $THD_u$  będą miały odpowiednio wartości:

$$THD_i = \frac{I_{15}}{I_{11}} \cdot 100\% = \frac{34,8}{257} \cdot 100\% \approx 13,5 \%, \quad (9)$$

$$THD_u = \frac{U_{15}}{U_{11}} \cdot 100\% = \frac{2,73}{230} \cdot 100\% \approx 1,2 \%. \quad (10)$$