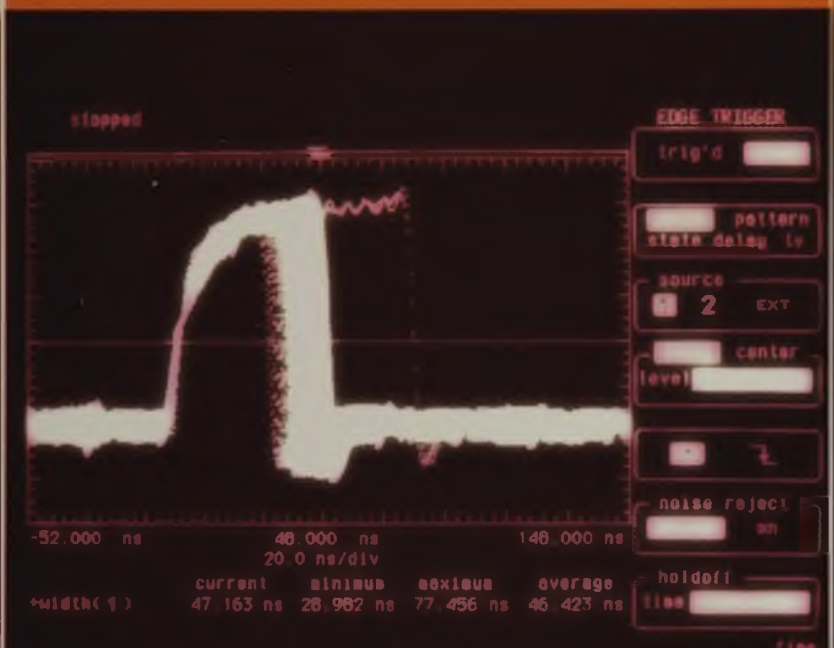
LABORATORIUM ELEKTRONIKI II

praca zbiorowa pod redakcją
Krzysztofa Zioło



PODSTAWOWE UKŁADY ANALOGOWE, IMPULSOWE I CYFROWE

Autorzy: Adam Błaszkowski, Władysław Ciążyński, Zenon Kidoń, Jerzy Mazur, Wojciech Oliwa, Szymon Para, Grzegorz Wieczorek, Krzysztof Zioło

GLIWICE 2000

TEL EDTM0902
SILESIAN TECHNICAL UNIVERSI
PROF K. ZIOLO 2818591
KASZUBSKA 23
44100 GLIWICE
POLAND

SKRYPTY UCZELNIANE
Nr 2212

PRACA ZBIOROWA
pod redakcją Krzysztofa ZIOŁO

LABORATORIUM ELEKTRONIKI II

Podstawowe układy analogowe, impulsowe i cyfrowe

Wydanie III zmienione

Autorzy:

Adam Błaszkowski, Władysław Ciążyński,
Zenon Kidoń, Jerzy Mazur, Wojciech Oliwa,
Szymon Para, Grzegorz Wieczorek, Krzysztof Zioło

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ
GLIWICE 2000

OPINIODAWCA
Prof. dr inż. Tadeusz Zagajewski

KOLEGIUM REDAKCYJNE

REDAKTOR NACZELNY — Prof. dr hab. Zygmunt Kleszczewski
REDAKTOR DZIAŁU — Doc dr inż. Zdzisław Pogoda
SEKRETARZ REDAKCJI — Mgr Elżbieta Leśko

REDAKCJA
Mgr Roma Łoś

REDAKCJA TECHNICZNA
Alicja Nowacka

Projekt graficzny okładki
Mgr inż. arch. Jerzy Rożałowski

Wydano za zgodą
Rektora Politechniki Śląskiej

Skrypt przeznaczony dla studentów
Wydziału Automatyki, Elektroniki i Informatyki

PL ISSN 0434-0825

© Copyright by Wydawnictwo Politechniki Śląskiej

Pamięci Profesora
Stanisława Malzachera

SPIS TREŚCI

Str.

PRZEDMOWA 7

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ 9

I. WSTĘP 13

1.1. Regulamin laboratorium 13

1.2. Organizacja stanowiska pomiarowego 14

1.3. Zasady organizacyjne ochrony przeciwporażeniowej w laboratoriach Instytutu Elektroniki 16

II. PRZEBIEG POMIARÓW W LABORATORIUM ELEKTRONIKI 17

III. PROGRAMY I INSTRUKCJE DO ĆWICZEŃ 25

Ćwiczenie 1: Układy prostownicze (oprac. W. Ciążyński) 25

Ćwiczenie 2: Układy tyrystorowe (oprac. K. Zioło) 44

Ćwiczenie 3: Tranzystorowy wzmacniacz mocy (oprac. K. Zioło) 64

Ćwiczenie 4: Generatory napięć sinusoidalnych (oprac. J. Mazur) 87

Ćwiczenie 5: Stabilizatory napięcia o działaniu ciągłym (oprac. K. Zioło) 113

Ćwiczenie 6: Stabilizatory impulsowe (oprac. W. Oliwa) 141

Ćwiczenie 7: Bramki logiczne (oprac. G. Wieczorek) 153

Ćwiczenie 8: Generatory napięć niesinusoidalnych (oprac. A. Błaszkowski) 173

Ćwiczenie 9: Liniowe układy analogowe. Część 1 (oprac. Z. Kidoń) 185

Ćwiczenie 10: Liniowe układy analogowe. Część 2 (oprac. K. Zioło)..... 203

Ćwiczenie 11: Nieliniowe układy analogowe. Część 1 (oprac. K. Zioło) 220

Ćwiczenie 12: Nieliniowe układy analogowe. Część 2 (oprac. Sz. Para) 239

Ćwiczenie 13: Układy modulacji i demodulacji analogowej. Część 1 (oprac. K. Zioło) 254

Ćwiczenie 14: Układy modulacji i demodulacji analogowej. Część 2 (oprac. K. Zioło) 277

Dodatek 1 299

PRZEDMOWA

Ćwiczenia prowadzone w laboratorium elektroniki obejmują dwie zasadnicze części: część pierwsza zawiera eksperymentalne zapoznanie się z właściwościami przyrządów półprzewodnikowych, takich jak diody, tranzystory czy też elementy optoelektroniczne. Zajęcia te trwają jeden semestr i stanowią praktyczne uzupełnienie wiadomości uzyskanych w trakcie uczęszczania na wykład z „przyrządów półprzewodnikowych" oraz na ćwiczeniach rachunkowych z tego przedmiotu. Część druga trwa dwa semestry i obejmuje w pierwszym semestrze tematykę związaną z elementarnymi układami elektronicznymi. Materiał dotyczący tego zakresu nauczania zawarty jest w pierwszym tomie skryptu. W prezentowanym właśnie tomie drugim kontynuowana jest tematyka układów elektronicznych, z tym że badane układy są już bardziej zawansowane. Tom ten obejmuje program realizowany w drugim semestrze zajęć laboratoryjnych. Ćwiczenia są skorelowane z wykładami i ćwiczeniami rachunkowymi z przedmiotu „układy elektroniczne". Są one przeznaczone dla studentów wszystkich specjalności kierunku „elektronika". W planach zajęć ćwiczenia laboratoryjne są przesunięte względem wykładów o jeden semestr.

Z prezentowanego skryptu mogą korzystać także studenci kierunków : „informatyka", „automatyka i robotyka" oraz studenci innych wydziałów, dla których prowadzone są zajęcia w Zakładzie Podstaw Elektroniki. Może on też stanowić cenną pomoc dla słuchaczy studiów wieczorowych.

W celu ułatwienia przebiegu zajęć oraz zapewnienia studentom pełnego bezpieczeństwa w trakcie ich przebiegu w skrypcie zamieszczono również dodatkowe rozdziały, takie jak:

- regulamin laboratorium,
- zasady organizacji stanowiska pomiarowego,
- zasady ochrony przeciwporażeniowej.

Jednym z celów zajęć laboratoryjnych jest nabycie umiejętności prawidłowego opracowywania wyników pomiarowych, wyciągania prawidłowych wniosków na podstawie przeprowadzonych badań oraz właściwe przygotowywanie raportów i sprawozdań niezbędnych w przyszłej pracy tak naukowej, jak i inżynierskiej. W tym celu zamieszczono rozdział: „Przebieg pomiarów w laboratorium elektroniki".

Prezentowane obecnie nowe wydanie skryptu jest przejrzane i zmienione. W trakcie tych prac wykorzystano doświadczenia zebrane podczas używania dwóch poprzednich wydań. Tak więc napisano od nowa sześć ćwiczeń oraz dokonano wielu innych zmian.

Krzysztof Zioło

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

- B – baza
- C – kolektor
- C - pojemność
- E – emiter
- f – częstotliwość
- f_o, F_O – częstotliwość drgań własnych, częstotliwość graniczna, (częstotliwość wyróżniona)
- h_{21} – współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora bipolarnego
- h – współczynnik zawartości harmonicznych
- h_f – współczynnik zawartości harmonicznych dla układu ze sprężeniem zwrotnym
- H – jako indeks oznacza stan wysoki
- i – wartość chwilowa natężenia prądu
- I_B, I_E, I_C – prąd stały bazy, emitera, kolektora
- I_{CC} – prąd zasilania (I_{DD})
- I_I – prąd wejściowy
- I_O – prąd wyjściowy
- I_{IN} – wejściowy prąd niezrównoważenia
- I_{OS} – prąd zwarcia
- I_{ON} – znamionowy prąd wyjściowy
- I_S – prąd nasycenia złącza p-n
- I_F – prąd przewodzenia diody
- I_R – prąd wsteczny diody
- k – stała Boltzmanna
- k_L – współczynnik stabilizacji napięciowej przy zmianach prądu wyjściowego I_O
- k_U – współczynnik stabilizacji napięciowej przy zmianach napięcia wejściowego U_I

- k_T – temperaturowy współczynnik stabilizacji
- K – współczynnik wzmocnienia
- K_u – współczynnik wzmocnienia napięciowego
- K_s – wzmocnienie napięciowe sumacyjne
- K_r – wzmocnienie napięciowe różnicowe
- K_{ro} – wzmocnienie napięciowe różnicowe statyczne (f = o)
- K' – wzmocnienie układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego
- $K(j\omega)$ – transmitancja napięciowa
- L – indukcyjność
- L – jako indeks oznacza stan niski
- M – indukcyjność wzajemna
- m – współczynnik głębokości modulacji
- M_L – margines zakłóceń w stanie niskim (L)
- M_H – margines zakłóceń w stanie wysokim (H)
- N_L – obciążalność w stanie niskim (L)
- N_H – obciążalność w stanie wysokim (H)
- P – moc
- P – potencjometr
- p – współczynnik wypełnienia przebiegu
- q – ładunek elementarny
- Q – całkowity ładunek elektryczny
- Q – dobroć
- r, R – rezystancja
- R_r – wejściowa rezystancja różnicowa wzmacniacza operacyjnego
- R_g – rezystancja wewnętrzna generatora
- r_p – rezystancja diody w kierunku przewodzenia
- r_w – rezystancja diody w kierunku zaporowym
- t – czas
- T – okres
- T – stała czasowa
- T – temperatura bezwzględna
- u – wartość chwilowa napięcia
- u_s – napięcie wspólne
- u_r – napięcie rożnicowe

- u_s – wartość chwilowa napięcia sygnału modulującego
- U_I – napięcie wejściowe
- U_{In} – wejściowe napięcie niezrównoważenia
- U_F – napięcie przewodzenia diody
- U_{Im} – amplituda napięcia wejściowego
- U_H – wartość poziomu wysokiego napięcia
- U_L – wartość poziomu niskiego napięcia
- U_N – napięcie odniesienia
- U_h – napięcie histerezy
- U_{ON} – znamionowe napięcie wyjściowe
- U_O – napięcie wyjściowe
- U_{CC} – napięcie zasilania (U_{DD})
- U_p – napięcie progowe
- U_{Om} – amplituda napięcia wyjściowego
- U_{ss} – napięcie niskie (najczęściej masa)
- U_{Opp} – wyjściowe napięcie tętnień
- U_z – napięcie Zenera
- U_m – amplituda sygnału nośnego
- U_s – amplituda sygnału modulującego
- u_M – wartość chwilowa sygnału nośnego
- X – reaktancja
- Y – admitancja
- Y – macierz admitancyjna
- α_z – kąt zapłonu tyrystora (załączenia)
- α_w – kąt wyłączenia tyrystora (gaszenia)
- β – współczynnik wzmocnienia prądowego (małosygnałowy) w układzie wspólnego emitera
- γ – współczynnik podziału napięcia
- δ – błąd względny
- δU – błąd względny napięcia (tolerancja)
- Δ – błąd bezwzględny, różnica
- Δ – wyznacznik macierzy
- Φ – faza, kąt fazowy

φ, ψ – kąty fazowe

φ_T – potencjał elektrokinetyczny

η – sprawność

λ – kąt przepływu prądu

τ – stała czasowa

ω – pulsacja

ω_o – pulsacja rezonansowa

ω_T – pulsacja graniczna wzmacniacza operacyjnego.

Przy oznaczeniach napięć i prądów przyjęto następującą konwencję:

- duża litera symbolu z dużą literą w indeksie oznacza wielkość stałą (np.: I_B, U_{BE});
- duża litera symbolu z małą literą w indeksie oznacza amplitudę składowej zmiennej (np.: I_b, U_{be});
- mała litera symbolu z dużą literą w indeksie oznacza wartość chwilową dowolnego przebiegu zależnego od czas (i_B, u_{BE});
- mała litera symbolu z mała literą w indeksie oznacza wartość chwilową składowej zmiennej (np. i_b, u_{be}).

I. WSTĘP

Zajęcia laboratoryjne prowadzone w Zakładzie Podstaw Elektroniki podlegają regułom obowiązującym w całym Instytucie Elektroniki. Do reguł tych powinni się zastosować słuchacze korzystający z laboratoriów Zakładu. Wspomniane reguły są wyszczególnione w trzech kolejnych punktach niniejszego wstępu i obejmują:

- Regulamin laboratorium,
- Organizację stanowiska pomiarowego,
- Zasady organizacji ochrony przeciwporażeniowej.

1.1. Regulamin laboratorium

1. Zajęcia wprowadzające przeznaczone są na obowiązkowe szkolenie BHP (oddzielny regulamin) oraz na zapoznanie się ze specyfiką i regulaminem laboratorium.
2. Obecność na zajęciach laboratoryjnych i punktualne przybycie na ćwiczenia jest obowiązkowe. Ewentualne nieobecności należy odrobić w przewidzianym na ten cel terminie lub po uzgodnieniu z kierownikiem laboratorium, z inną grupą w trakcie normalnych zajęć.
3. W trakcie zajęć studenci realizują program zawarty w skrypcie lub instrukcji, po uzgodnieniu szczegółów z osobą prowadzącą zajęcia:
   - napięcie zasilające w układzie pomiarowym można włączyć dopiero po sprawdzeniu prawidłowości połączeń przez osobę prowadzącą zajęcia;
   - wszelkie nieprawidłowości w pracy przyrządów należy zgłaszać osobie prowadzącej ćwiczenia;
   - w trakcie ćwiczenia wyniki pomiarów oraz wszelkie uwagi związane z pomiarami powinny być umieszczone w protokole; protokół powinien być czytelny i

staranny: pod koniec zajęć protokół powinien być parafowany przez osoby prowadzące zajęcia, a następnie oddany wraz ze sprawozdaniem;

- warunkiem opuszczenia laboratorium jest uporządkowanie stanowiska laboratoryjnego, zdanie przewodów, kabli i badanych elementów osobie prowadzącej zajęcia.

4. Sprawozdanie wykonują kolejno wszystkie osoby wchodzące w skład danej sekcji laboratoryjnej. Ocenę za sprawozdanie otrzymuje jego autor. Sprawozdanie należy wykonać zgodnie z zaleceniami zawartymi w skrypcie. Do sprawozdania należy załączyć protokół z ćwiczeń. Sprawozdanie należy oddać na następnych zajęciach, nieoddanie w terminie powoduje automatyczne wpisanie oceny niedostatecznej. Przy poprawianiu sprawozdania osoba prowadząca może w razie niewłaściwego wykonania oddać je do poprawy (którą należy przeprowadzić w terminie jednego tygodnia) lub odpytać autora sprawozdania i wszystkie osoby z sekcji ze sposobu realizacji ćwiczenia.
5. Warunki zaliczenia ćwiczenia:
   - teoretyczna znajomość materiału obejmującego dane ćwiczenia;
   - umiejętność zestawienia właściwego układu pomiarowego;
   - właściwe zaplanowanie eksperymentu i przeprowadzenie odpowiednich pomiarów;
   - wykonanie protokołu pomiarów.

   Każde ćwiczenie jest oceniane. Na ocenę mają wpływ: przygotowanie do zajęć, umiejętność przeprowadzenia pomiarów i stopień realizacji programu ćwiczenia.
6. Warunki zaliczenia laboratorium:
   - pozytywne zaliczenie wszystkich ćwiczeń,
   - pozytywna ocena wszystkich sprawozdań,
   - pozytywna ocena pisemnych lub ustnych kolokwiów.
7. Kierownik laboratorium decyduje o sprawach nie objętych niniejszym regulaminem.

1.2. Organizacja stanowiska pomiarowego

Stanowisko pomiarowe tworzą przyrządy pomiarowe, modele i pomocniczy sprzęt pomiarowy odpowiednio zestawione i zabezpieczone. Podczas montowania układu pomiarowego należy pamiętać o następujących zasadach:

- montaż układu rozpoczyna się od połączenia głównego obwodu pomiarowego. Następnie do gotowego układu głównego dołącza się układy dodatkowe (np. woltomierze, przełączniki, układy pomocnicze);
- wszystkie połączenia przeprowadza się możliwie krótkimi przewodami;
- przyrządy, z których odczyt dokonywany jest w sposób ciągły, umieszcza się możliwie blisko osoby wykonującej pomiar;
- wszystkie elementy regulacyjne (np. oporniki dekodowe, dzielniki napięcia) ustawia się tak, aby ułatwić odczyt;
- w przypadku układów pomiarowych prądu stałego należy zwrócić uwagę na biegunowość źródeł zasilania i przyrządów pomiarowych;
- elementy o charakterze indukcyjnym (transformatory, autotransformatory) są źródłem zakłócających pól magnetycznych – należy ustawić je możliwie daleko od przyrządów pomiarowych;
- w połączonym układzie pomiarowym suwaki oporników i pokrętła autotransformatorów należy wstępnie ustawić w położeniach odpowiadających minimalnym wartościom nastawionych prądów lub napięć, o ile wyraźnie nie jest zalecone inaczej;
- w przyrządach pomiarowych należy wstępnie wybrać maksymalne zakresy mierzonych wielkości;
- po zmontowaniu układu pomiarowego, co powinno być dokonywane przez jedną osobę, druga osoba z sekcji powinna sprawdzić poprawność połączeń;
- włączenie napięć zasilających może nastąpić po sprawdzeniu poprawności montażu przez prowadzącego ćwiczenie;
- po włączeniu źródeł zasilających należy sprawdzić, czy elementy regulacyjne układu pozwalają na otrzymanie żądanych wartości napięć i prądów;
- przed pomiarem należy wstępnie ustalić charakter zmian mierzonej wielkości, a następnie określić liczbę punktów pomiarowych, tak aby prawidłowo odtworzyć przebieg zmian tej wielkości – to znaczy, aby nie wykonywać ani zbędnych pomiarów, ani aby tych pomiarów nie było za mało;
- po realizacji programu pomiarów należy przeprowadzić orientacyjne obliczenia, pozwalające stwierdzić, czy otrzymane wyniki są właściwe;
- nieprawidłowości w pomiarach należy zgłaszać prowadzącemu.

1.3. Zasady organizacyjne ochrony przeciwporażeniowej w laboratoriach Instytutu Elektroniki

1. Na terenie budynku Wydziału Automatyki, Elektroniki i Informatyki stosowana jest sieć zasilająca prądu przemiennego 380/220 V z uziemionym punktem zerowym. W związku z tym w laboratoriach obowiązuje zerowanie ochronne urządzeń elektrycznych. W tej sytuacji dodatkowe uziemienie urządzeń lub stosowanie uziemienia zamiast zerowania jest niedopuszczalne.
2. Stanowiska pomiarowe znajdują się na podłodze źle przewodzącej, tj. o rezystancji $R \geq 50\ k\Omega$.
3. Stanowisko pomiarowe obsługiwane jest przez sekcję laboratoryjną złożoną z 2-3 studentów.
4. Studenci dokonują połączeń układów pomiarowych, przy wyłączonych napięciach zasilających stanowiska pomiarowe.
5. Włączenie napięć zasilających stanowisko pomiarowe dokonuje prowadzący ćwiczenia, po uprzednim sprawdzeniu połączeń układu i ustaleniu merytorycznego programu ćwiczenia. Od tego momentu sekcja studencka traktowana jest jako osoby upoważnione do wykonywania pomiarów w zakresie ustalonym przez prowadzącego ćwiczenia.
6. Pomimo zabezpieczeń na obudowie załączonego do sieci urządzenia elektrycznego może wystąpić napięcie. Dlatego przy pierwszym kontakcie należy dotknąć urządzenia zewnętrzną stroną dłoni (aby przy ewentualnym skurczu mięśni automatycznie odłączyć się od będącego pod napięciem urządzenia).
7. Nie należy jednocześnie dotykać dwóch różnych urządzeń elektrycznych.
8. Nie należy jednocześnie dotykać urządzenia elektrycznego i instalacji uziemiającej (c.o., wodociąg, taśma uziemiająca).
9. Autotransformatory należy stosować wraz z transformatorami izolującymi od sieci.
10. Przy użyciu nieznanych ćwiczącemu przyrządów należy zapoznać się z instrukcją ich obsługi.
11. W układzie pomiarowym będącym pod napięciem nie wolno dotykać nieizolowanych części metalowych.
12. Przy użyciu wielofunkcyjnych przyrządów pomiarowych należy zwracać uwagę na wybranie odpowiedniej wielkości pomiarowej oraz dobór właściwego zakresu pomiarowego.

II. PRZEBIEG POMIARÓW W LABORATORIUM ELEKTRONIKI

Laboratorium układów elektronicznych ma za zadanie zapoznanie studentów z właściwościami podstawowych układów elektronicznych przez samodzielne pomiary podstawowych parametrów technicznych oraz charakterystyk tych układów. Niezwykle istotnym zagadnieniem jest nauka właściwej interpretacji uzyskanych wyników pomiarowych, co z jednej strony wiąże się z dogłębnym rozumieniem istoty fizycznych procesów zachodzących w badanych elementach i jest niezbędne dla właściwego stosowania ich w praktyce, a z drugiej strony wymaga znajomości stosowania właściwych metod i przyrządów pomiarowych, tak aby pomiary były źródłem poszukiwanej, a nie fałszywej informacji.

Interesujące nas wyniki pomiarowe będą otrzymywane w laboratorium za pomocą pomiarów bezpośrednich w przypadku, gdy do pomiaru danego parametru istnieje gotowy specjalizowany przyrząd pomiarowy lub za pomocą pomiarów pośrednich w sytuacji, gdy w celu uzyskania poszukiwanej wielkości niezbędne będą pomiary wielkości pośrednich, które należy następnie odpowiednio przekształcać na drodze obliczeniowej lub graficznej.

Wynik każdego pomiaru obarczony jest błędami, których przyczynami mogą być: niedoskonałość metody i przyrządów pomiarowych, niedoskonałości ludzkich zmysłów oraz trudne do opanowania lub zmieniające się w czasie pomiaru wartości wielkości wpływających. Wszystkie błędy, które mogą przyczynić się do zniekształcenia wyniku pomiaru, można podzielić na trzy zasadnicze grupy:

a) **Błędy przypadkowe** – o nieznanej bliżej wartości i przyczynach powstawania, błędy te nie mogą być usunięte na drodze stosowania poprawek. Ich wpływ na wynik pomiaru można oszacować statystycznie.

b) **Błędy systematyczne** – o wartości stałej lub zmieniającej się według określonego prawa. Wartość tych błędów można ściśle określić i w znacznej części usunąć przez stosowanie poprawek. Przyczynami ich powstawania są najczęściej błędy

przyrządów pomiarowych, błędy metody pomiarowej, oddziaływania wielkości wpływających.

c) **Błędy nadmierne** – błędy powodujące jawne zniekształcenie pomiaru (np. przez niewłaściwy odczyt). Obarczone błędem nadmiernym wyniki powinny być odrzucone, po stwierdzeniu ich niewiarygodności.

Wynik pomiaru bez określenia jego dokładności (błędu, niepewności) jest bezwartościowy i nie może być dalej wykorzystywany. W związku z tym bardzo ważna jest umiejętność prawidłowego szacowania błędów pomiarów. Rozróżniamy tu dwie podstawowe sytuacje: obliczanie błędu pojedynczego pomiaru (pomiar bezpośredni) oraz obliczanie błędu pomiaru wielkości złożonej (pomiar pośredni).

W pierwszej kolejności przedstawimy sposób obliczania błędu pojedynczego pomiaru. W sytuacji gdy zajmujemy się zdejmowaniem charakterystyk przyrządów półprzewodnikowych lub badanych układów elektronicznych, to znaczy gdy wyznaczamy zależności pomiędzy dwoma (lub większą liczbą) wielkościami fizycznymi, zaleca się korzystać z pojęcia klasy przyrządu. Postępujemy tak, gdyż w tej sytuacji nie ma czasu na dokonywanie większej ilości pomiarów dla każdego punktu pomiarowego (dotyczy to również pomiarów charakterystyk temperaturowych, częstotliwościowych itp.).

Klasę przyrządu pomiarowego K_L definiujemy jako wyrażony w procentach stosunek maksymalnego błędu bezwzględnego ΔX_{max}, jaki możemy popełnić za pomocą tego przyrządu, do jego zakresu pomiarowego Z:

$$K_L = \frac{\Delta X_{max}}{Z} \cdot 100\% \qquad (1)$$

Klasa podawana jest za pomocą odpowiedniego symbolu na skali miernika lub w instrukcji obsługi. Mierniki laboratoryjne wykonywane są zwykle w klasach: 0,1 , 0,2 , 0,5 i 1, natomiast mierniki techniczne w klasach: 1,5 , 2 , 2,5 , i 5. Aby obliczyć błąd bezwzględny pomiaru wykonanego za pomocą miernika o znanej klasie, należy posłużyć się zależnością (2), natomiast dla obliczenia błędu względnego zależnością (3).

$$\Delta X = K_L \cdot \frac{Z}{100} \qquad (2)$$

$$\delta X = K_L \frac{Z}{\alpha}[\%] \qquad (3)$$

gdzie α - wychylenie miernika (odczytana wartość wielkości mierzonej).

Błąd względny obliczony na podstawie klasy K_L miernika ma na danym zakresie pomiarowym wartość stałą. Należy on do błędów systematycznych.

Przykład

Za pomocą woltomierza klasy 0,5 o zakresie pomiarowym 25 V zmierzono napięcie w obwodzie wynoszące U = 10,0 V. Błąd bezwzględny w tym przypadku wyniesie:

$$\Delta U = 0{,}5 \cdot \frac{25V}{100} = 0{,}125V$$

Natomiast błąd względny obliczamy następująco:

$$\delta U = 0{,}5 \cdot \frac{25{,}0V}{10{,}0V}[\%] = 1{,}25\%$$

Uwaga

1. Przy pomiarach miernikami analogowymi najmniejszy błąd równy liczbowo klasie K_L popełniamy wówczas, gdy przy pomiarze uzyskujemy maksymalne wychylenie miernika $\alpha = Z$.
2. Poprawnie zapisany wynik pomiaru ma następującą postać:

   $U = 10{,}0 \pm 0{,}1$ V lub $U = 10{,}0$ V $\pm$ 1 %.

3. W protokole pomiarów należy więc notować wynik pomiaru, klasę miernika i zakres, na którym dokonano pomiarów.

W przypadku mierników cyfrowych do błędu wynikającego z klasy przyrządu dochodzi błąd dyskretyzacji. Błąd dyskretyzacji wynika między innymi ze skończonej dokładności wyświetlania na polu odczytowym przyrządu wyniku pomiaru i związany jest z ostatnią cyfrą wyświetlaną przez miernik. Błąd bezwzględny wyniku pomiaru można w tym przypadku wyrazić następującą zależnością:

$$\Delta X = K_L \cdot \frac{\alpha}{100} + n \cdot w \qquad (4)$$

gdzie: w - waga ostatniej cyfry - zależy od zastosowanego zakresu pomiarowego miernika (np.: gdy zakres wynosi 1,999, to w = 0,001) i jest to jednostka na ostatnim miejscu pola odczytowego;

n - mnożnik zależny od typu miernika i rodzaju mierzonej wielkości.

Należy zwrócić uwagę, że w tym przypadku wartość błędu zależy od wartości wielkości mierzonej, a nie od zakresu miernika. Wartości klasy i błędów dyskretyzacji przyrządu są podawane w instrukcji obsługi.

Błąd względny pomiaru możemy wyrazić za pomocą wyrażenia:

$$\delta X = K_L + \frac{n \cdot w}{\alpha} \cdot 100[\%] \qquad (5)$$

Przykład

Za pomocą woltomierza cyfrowego klasy 0,5 o zakresie pomiarowym 25,00 V zmierzono napięcie w obwodzie i uzyskano wynik U = 10,00 V. Błąd dyskretyzacji określono w instrukcji obsługi jako wartość ostatniej cyfry wyświetlacza. Błąd bezwzględny w tym przypadku wyniesie:

$$\Delta U = 0{,}5 \cdot \frac{10{,}00V}{100} + 0{,}01V = 0{,}06V$$

Natomiast błąd względny obliczymy następująco:

$$\delta U = 0{,}5 + \frac{0{,}01V}{10{,}00V} \cdot 100[\%] = 0{,}6\%$$

Poprawnie zapisany wynik pomiaru ma postać:

$$U = 10{,}00\ V \pm 0{,}06\ V \quad \text{lub} \quad U = 10.00V \pm 0{,}6\ \%$$

Uwaga

W przypadku mierników wielofunkcyjnych błąd dyskretyzacji przy pomiarze różnych wielkości ma zwykle różną wartość. Przykładowo, nasz przyrząd umożliwia tez pomiar prądu stałego i wówczas błąd dyskretyzacji określono jako 5-krotną wartość ostatniej cyfry wyświetlacza, a więc ± 0,05.

Innego postępowania wymaga oszacowanie błędów pomiarowych przy pomiarze wielkości złożonej. W tym przypadku wyznaczamy wartość określonej wielkości fizycznej poprzez bezpośredni pomiar kilku innych wielkości fizycznych (np.: określenie wartości rezystancji poprzez pomiar spadku napięcia na rezystorze i natężenia płynącego przezeń prądu). Najpierw wyznaczamy błędy (niepewności) wielkości mierzonych bezpośrednio w sposób omówiony powyżej. Następnie określamy, w jaki sposób błędy tych wielkości przenoszą się na niepewność wartości wielkości złożonej. W tym celu należy się posłużyć odpowiednim prawem przenoszenia błędów. W praktyce laboratoryjnej szerokie zastosowanie ma prawo (metoda) różniczki zupełnej, które stosujemy do szacowania wartości błędów systematycznych wielkości złożonych. I tak, jeżeli wartość wielkości mierzonej $y = f(x_1, x_2, \ldots x_n)$ wyznaczamy na

podstawie pomiarów bezpośrednich wielkości x_1, x_2, ...x_n, to wartość błędu bezwzględnego Δy pojedynczego pomiaru tej wielkości jest nie większa od:

$$\Delta y = \left|\frac{\partial f}{\partial x_1} \cdot \Delta x_1\right| + \left|\frac{\partial f}{\partial x_2} \cdot \Delta x_2\right| + \cdots + \left|\frac{\partial f}{\partial x_n} \cdot \Delta x_n\right| \qquad (6)$$

Tak więc metoda szacowania błędów pojedynczego pomiaru sprowadza się do wyznaczenia różniczki zupełnej funkcji wielu zmiennych, gdzie nieskończenie małe przyrosty dx_i wielkości mierzonych zastępujemy błędami Δx_i pomiarów bezpośrednich. Zależność (6) uzyskujemy dla sytuacji, gdy zakładamy, że następuje najmniej korzystny rozkład błędów, a więc ich wartości bezwzględne sumują się.

Przykład

Zmierzono wartość rezystancji R poprzez pomiar spadku napięcia U na rezystorze i natężenia płynącego przezeń prądu I. Wartość rezystancji wyznaczamy z prawa Ohma:

$$R = \frac{U}{I}$$

Niepewność pomiaru ΔR tej rezystancji wyznaczona metodą różniczki zupełnej określamy jako:

$$\Delta R = \left|\frac{\partial R}{\partial I} \cdot \Delta I\right| + \left|\frac{\partial R}{\partial U} \cdot \Delta U\right| = \left|\frac{U}{I^2} \cdot \Delta I\right| + \left|\frac{1}{I} \cdot \Delta U\right| \qquad (7)$$

gdzie: - I,U - wartości zmierzonego natężenia prądu i spadku napięcia;

ΔI, ΔU - błędy pomiarów tych wielkości określone na podstawie klasy użytych mierników.

Przed zestawieniem układu pomiarowego należy zastanowić się, czy wybrana metoda pomiarowa oraz zastosowane przyrządy umożliwiają prawidłowy pomiar badanej wielkości. Szczególnie należy zwrócić uwagę na pobór mocy przyrządów pomiarowych oraz na właściwy dobór zakresów pomiarowych. Po przeprowadzeniu pomiarów, w trakcie opracowywania wyników do sprawozdania należy powtórnie, krytycznie zastanowić się nad uzyskanymi wynikami i ocenić, czy są one obarczone oprócz błędów przypadkowych błędami systematycznymi lub nadmiernymi. W celu ułatwienia tego zadania poniżej zestawiono najważniejsze zalecenia i wskazówki, którym powinien odpowiadać układ pomiarowy i użyte przyrządy:

1. Załączenie przyrządu pomiarowego nie powinno zmieniać pierwotnego rozkładu napięcia czy też rozpływu prądu. W przypadku amperomierza oznacza to, że jego

rezystancja R_A powinna być pomijalnie mała w stosunku do rezystancji pozostałej części obwodu R_o($R_A << R_o$). W przypadku woltomierza rezystancja R_V tego przyrządu powinna być znacznie większa w porównaniu z rezystancją R_o elementu, na którym dokonywany jest pomiar napięcia ($R_V >> R_o$). W obu przypadkach chodzi o pomijalnie mały pobór mocy przez przyrządy pomiarowe.

2. Do końcówek przyrządu powinien dopływać prąd lub powinno być załączone napięcie, które aktualnie chcemy mierzyć. Należy tu zwrócić szczególną uwagę na bocznikujące działanie: rezystancji (w przypadku niedoskonałej izolacji), sprzężeń pojemnościowych i indukcyjnych oraz na dołączanie innych przyrządów pomiarowych.
3. Przyrząd powinien wskazywać poprawnie natężenie prądu przypływającego przez niego lub wartość napięcia załączonego do zacisków. Zalecenie to sprowadza się do następujących warunków:
   - właściwy dobór zakresu pomiarowego, tzn. wskazanie przyrządu (analogowego i cyfrowego) powinno zawierać się w granicach od 75% do 100% zakresu pomiarowego (wyjątek stanowią tu omomierze analogowe, w tym przypadku pomiar powinien zawierać się w zakresie (30-70)% zakresu pomiarowego),
   - właściwy dobór zakresu częstotliwości (charakterystyk częstotliwościowych) przyrządu pomiarowego względem częstotliwości sygnału mierzonego,
   - właściwy dobór przyrządu pomiarowego prądu zmiennego względem kształtu mierzonego przebiegu, tj. uświadomienie sobie, czy mierzymy wartość szczytową, średnią lub skuteczną.

Prawidłowy zapis wyniku pomiaru powinien umożliwić ocenę dokładności, z jaką określona została wartość mierzonej wielkości. Każdy wynik pomiaru jest liczbą przybliżoną składającą się z cyfr pewnych i niepewnych. Stopień przybliżenia określa liczba cyfr znaczących. Cyfry znaczące liczy się od strony lewej, zaczynając od pierwszej, różnej od zera. Zero na końcu też jest cyfrą znaczącą i jeżeli jest ona uzasadniona dokładnością pomiaru, należy je zapisywać (np. 0,07820 ma 4 cyfry znaczące). Wynik pomiaru powinien być tak zapisany, aby ostatnie cyfry znaczące odpowiadały miejscem wartości liczbowej niedokładności. Ostatnia cyfra znacząca powinna pochodzić z zaokrąglenia. Pełny zapis wyniku pomiaru powinien zawierać wartość liczbową wyniku oraz niedokładność pomiaru w postaci bezwzględnej. Niedokładność powinno się podawać jedną cyfrą znaczącą różną od zera (np. $U = 348 \pm 3$ V, $I = 0{,}325 \pm 0{,}005$ A). Tylko w przypadku bardzo dokładnych pomiarów

lub gdy wynik ma być wykorzystany do dalszych obliczeń, niedokładność należy wyrażać dwoma cyframi znaczącymi rożnymi od zera (np. U = 1,89573 ± 0,00035 V) Należy zwrócić szczególną uwagę na nagminnie popełniany przez posiadaczy kalkulatorów błąd polegający na myleniu dokładności obliczeń z dokładnością wyniku pomiaru.

Przykład

Wyznaczyć wartość rezystancji R uzyskaną w wyniku pomiarów:

U = 45,1 ± 0,1 V, I = 22,5 ± 0,2 mA

Obliczenie:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{45{,}1\ \text{V}}{22{,}5\ \text{mA}} = 2{,}004444444\ \text{k}\Omega$$

W tej postaci wyniku nie wolno nam podać. Liczba cyfr w tym wyniku zależy od dokładności naszego kalkulatora. Ale po prostym obliczeniu okaże się, że niedokładność ΔR znajomości rezystancji R uzależniona od niedokładności pomiarów ΔU = ± 0,1 V i ΔI = ± 0,2 mA wynosi:

$$\Delta R = \pm\left(\left|\frac{\Delta U}{I^2}\Delta I\right| + \left|\frac{1}{I}\Delta U\right|\right) = \pm 21\Omega$$. Poprawnie zapisany wynik:

R = 2000 ± 20Ω lub R = 2,00 ± 0,02 kΩ

Bardzo często wyniki pomiarów należy przedstawiać w postaci graficznej, to jest wykresu ilustrującego uzyskaną charakterystykę. Wykresy te rysujemy najczęściej we współrzędnych prostokątnych (kartezjańskich). Sprawozdania z laboratorium należy wykonać ręcznie. Wszelkie opisy powinny być napisane pismem technicznym Przy wykonywaniu wykresów należy kierować się następującymi zasadami:

1. Wykresy należy wykonywać na papierze milimetrowym zwykłym lub logarytmicznym;
2. Wykres powinien obejmować wszystkie punkty pomiarowe;
3. Skale na osiach współrzędnych powinny być tak dobrane, aby uzyskany wykres był czytelny i w maksymalnym stopniu wykorzystywał powierzchnię papieru;
4. Działki skali należy wybierać tak, aby łatwo było zaznaczyć wartości wielkości mierzonych. Działkom powinny być przypisane pełne wartości, liczbowe (np.:5, 10,15,20 a nie 5,5, 10,7, 15,3, 20,1). Długości działek też powinny przyjmować całkowite wartości, takie jak np: 5, 10, 15. 20 mm;

5. Osie układu współrzędnych muszą być opisane, tzn obok osi należy umieścić symbol wielkości mierzonej oraz stosowaną jednostkę (np.: I [mA], R [Ω]). Działki główne muszą być opisane. W przypadku osi w skali logarytmicznej nie stosuje się opisu zawierającego symbol logarytmu (np: log U) - należy wpisać tylko symbol wielkości mierzonej (tutaj oczywiście U).
6. Na wykresie należy nanieść punkty pomiarowe, które muszą być wyraźnie oznaczone za pomocą odpowiednich znaków (kółka, krzyżyki, trójkąty, - puste i wypełnione...). Środek znaku musi znajdować się w miejscu, którego współrzędne odpowiadają konkretnemu punktowi pomiarowemu;
7. Na wykresie należy też nanosić błędy pomiarów w postaci prostokąta błędu. Środek tego prostokąta leży w punkcie pomiarowym, a boki mają długości podwojonych wartości błędów;
8. Krzywą będącą obrazem badanej zależności rysujemy tak, aby przechodziła przez prostokąty błędów możliwie największej ilości punktów pomiarowych. Lokalnie liczby punktów leżących po obu stronach krzywej powinny być jednakowe. Krzywa musi być krzywą gładką - w żadnym wypadku nie należy łączyć naniesionych punktów krzywą łamaną;
9. Do sporządzania wykresów należy stosować odpowiednie przyrządy kreślarskie. Wykresy wykonywane "odręcznie" będą odrzucane.

Literatura

1. R. Respondowski: Opracowanie wyników pomiarów fizycznych, Wyd. Pol. Śląskiej, skrypt nr 1951, Gliwice 1995.
2. R. Poprawski, W. Salejda: Ćwiczenia laboratoryjne z fizyki. Cz. I, Podstawy rachunku błędów i opracowania wyników pomiarów, Oficyna Wyd. Pol. Wrocławskiej, Wrocław 1996.
3. H. Abramowicz: Jak analizować wyniki pomiarów. PWN, Warszawa 1992.
4. H. Szydłowski: Teoria pomiarów, PWN, Warszawa 1981.
5. J.R. Taylor: Wstęp do analizy błędu pomiarowego, PWN, Warszawa 1995.
6. H. Hansel: Podstawy rachunku błędów, WNT, Warszawa 1968.

III. PROGRAMY I INSTRUKCJE DO ĆWICZEŃ

Ćwiczenie 1

UKŁADY PROSTOWNICZE

1.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie studentów z podstawowymi układami prostowniczymi, ich charakterystykami statycznymi oraz przebiegami czasowymi prądów i napięć przy obciążeniach o różnym charakterze.

1.2. Wprowadzenie

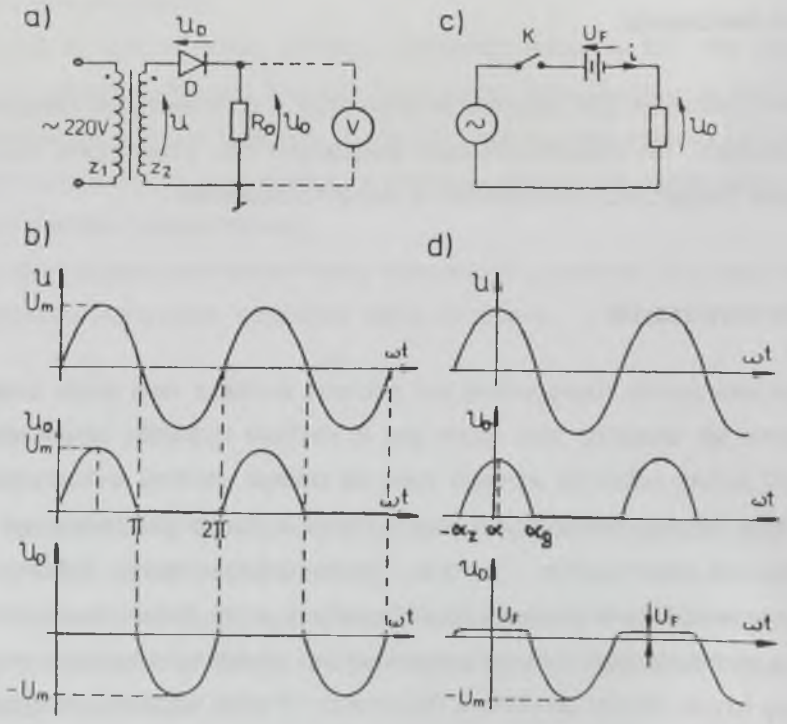
Energię elektryczną najwygodniej jest pobierać wprost z sieci prądu zmiennego. Postępujemy tak wszędzie tam, gdzie jest to możliwe (grzejniki, silniki indukcyjne itp.). Jeżeli jednak odbiornik wymaga napięcia stałego, musimy wykorzystać układ prostowniczy, którego zdaniem jest przy zasilaniu z sieci prądu zmiennego wytworzyć to napięcie stałe (ogólnie – napięcie o pewnej wartości stałej). Zadanie odwrotne, tzn. przeniesienie energii ze źródła stałoprądowego (np. baterii akumulatorów) do odbiornika wymagającego napięcia zmiennego (np. silnika indukcyjnego) można wykonać przy użyciu układu generatora (falownika). W takim układzie pracującym niezależnie od sieci mamy możliwość swobodnego wyboru częstotliwości, a zatem np. możliwość zmiany prędkości obrotowej silnika.

Jeśli energię ze źródła stałoprądowego (np. prądnicy) chcemy przenieść do sieci prądu zmiennego, używamy prostownika pracującego w układzie inwersyjnym (inwertora).

Elementy prostownicze stosowane w układach realizujących omawiane funkcje, to diody półprzewodnikowe i tyrystory. Przedmiotem ćwiczenia są układy prostowników wykorzystujące diody półprzewodnikowe, czyli układy prostowników niesterowanych Poniżej kolejno zostaną omówione: prostownik półokresowy, mostek Graetza, podwajacz symetryczny i podwajacz niesymetryczny. Praca diod w tych układach, charakter przebiegów czasowych napięć i prądów zależą od rodzaju obciążenia. Omówienie rozpoczyniemy od przypadku obciążenia czysto rezystancyjnego.

1.2.1. Obciążenie rezystancyjne

Najprostszy przypadek prostownika półokresowego obciążonego rezystancją przedstawiono na rys. 1.1a. Na rysunku 1.1b ukazano przebiegi czasowe napięcia na



Rys. 1.1. Prostownik okresowy z obciążeniem rezystancyjnym: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe prądów i napięć w układzie idealnym, c) schemat zastępczy uwzględniający spadek napięcia U_F na przewodzącej diodzie, d) przebiegi czasowe w układzie uwzględniające spadek napięcia U_F na przewodzącej diodzie

obciążeniu u_o (którego kształt jest identyczny z kształtem prądu i płynącego w obwodzie) oraz napięcia na diodzie u_D w przypadku założenia, że mamy do czynienia z diodą idealną, tzn. taką, która przewodzi dla $u > 0$ przy pomijalnie małym spadku napięcia. Dla takiej diody, oczywiście, prąd wsteczny dla $u < 0$ jest pomijalnie mały. Założenia takie są usprawiedliwione dla diod korzemowych przy dużych wartościach amplitudy napięcia transformatora U_m. Przy małych U_m konieczne staje się uwzględnienie spadku napięcia na przewodzącej diodzie U_F, który dla diod krzemowych może w zależności od prądu być przyjmowany jako 0,6-0,8 V. Prowadzi to do schematu zastępczego pokazanego na rys. 1.1c. Prąd w obwodzie płynie, gdy:

$$U_m \cos\omega t - U_F > 0 \tag{1.1}$$

Kąty „zapłonu" α_z i „gaszenia" α_w prądu są równe i wynoszą:

$$\alpha = \alpha_z = \alpha_w = \arccos\frac{U_F}{U_m} \tag{1.2}$$

Kąt przepływu prądu

$$\lambda = 2\alpha = 2\arccos\frac{U_F}{U_m} \tag{1.3}$$

Zauważmy, że $\lambda = \pi$ (połowa okresu) tylko dla $U_F = 0$.

Prąd i płynący w obwodzie i napięcie wyjściowe mają przebiegi czasowe:

$$i = \frac{1}{R_o}(U_m \cos\omega t - U_F) = \frac{U_m}{R_o}(\cos\omega t - \cos\alpha) \tag{1.4}$$

$$u_o = U_m(\cos\omega t - \cos\alpha) \tag{1.5}$$

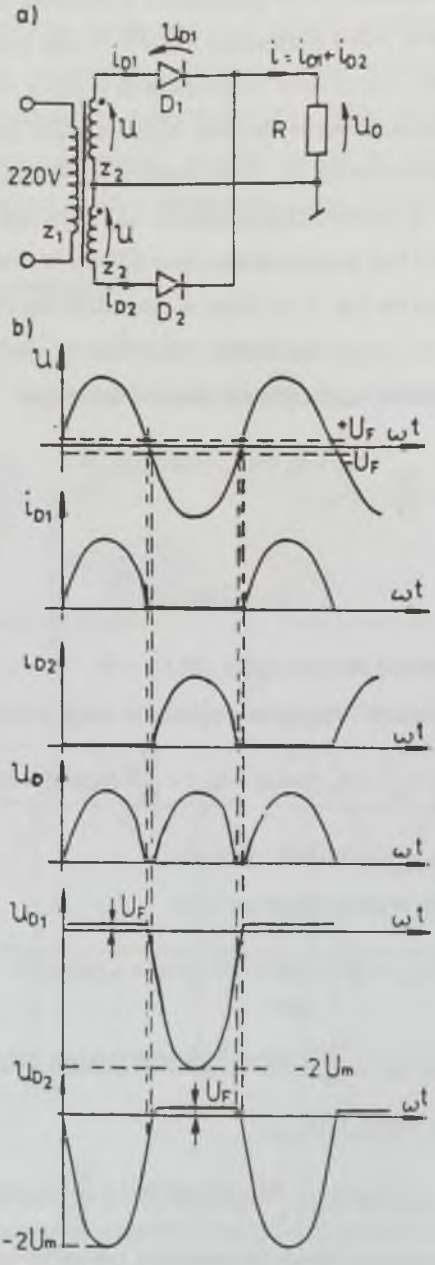
Wartość średnia napięcia wyjściowego wynosi:

$$U_{ośr} = \frac{1}{T}\int_0^T u_o dt = \frac{U_m}{\pi}(\sin\alpha - \alpha\cos\alpha) \tag{1.6}$$

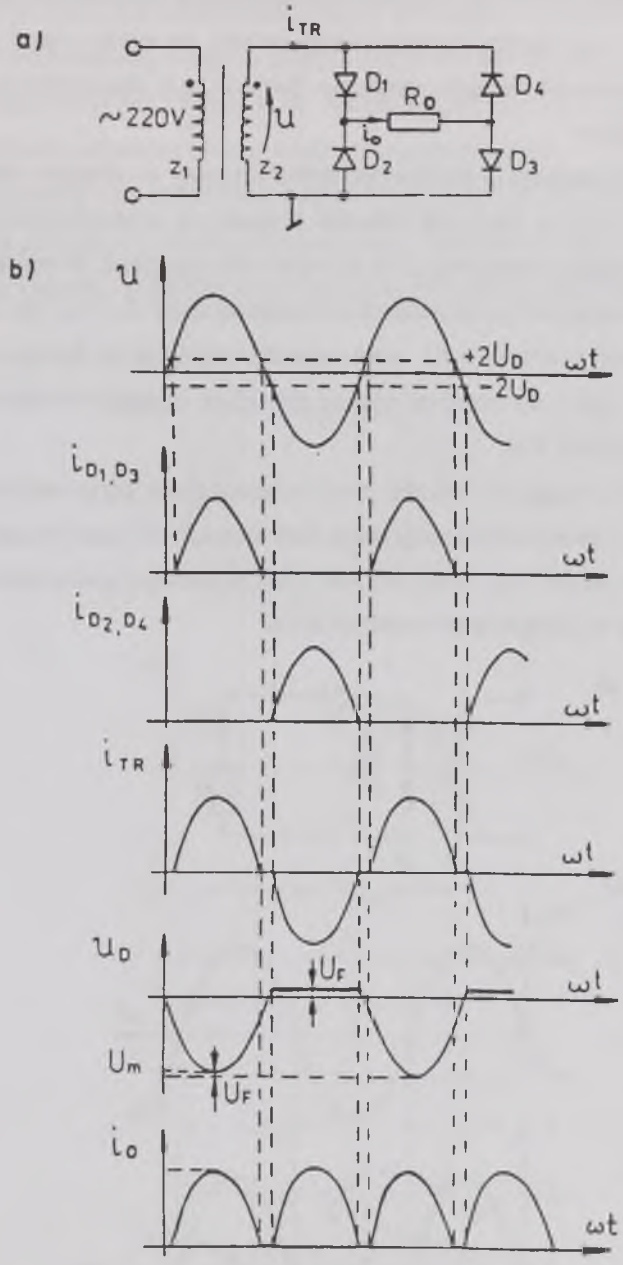
dla $U_F = 0$ otrzymujemy $U_{ośr} = \frac{U_m}{\pi}$, który to wynik można uzyskać w prostszy sposób dla idealnego przebiegu z rys. 1.1b.

$$U_{ośr} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} U_m \sin\omega t d(\omega t) = \frac{U_m}{2\pi}(-\cos\omega t)\Big|_0^{\pi} = \frac{U_m}{\pi} \tag{1.7}$$

Prostownik pełnookresowy (dwupołówkowy) z rys. 1.2a stanowi nałożone na siebie dwa omówione powyżej prostowniki półokresowe, z których każdy pracuje w swojej połówce okresu napięcia sieciowego. Uwzględnienie napięcia U_F powoduje, że prądy i_1 i i_2 mają kąty przepływu nieco mniejsze od π, a więc na przebiegu prądu



Rys. 1.2. Prostownik pełnookresowy z obciążeniem rezystancyjnym: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe napięć i prądów

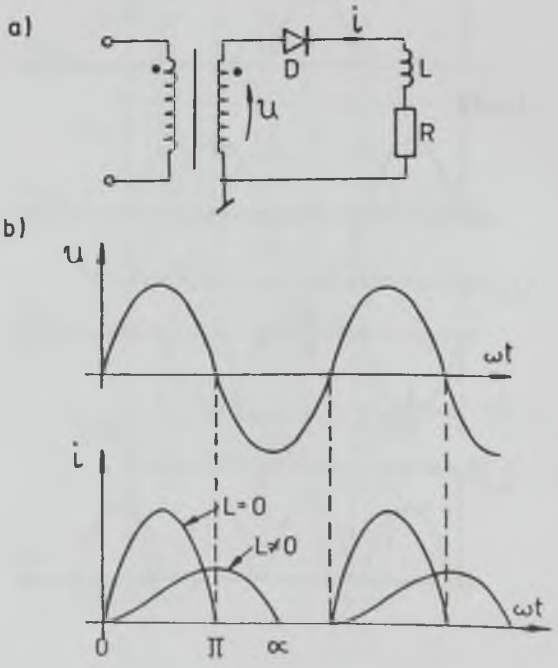


Rys. 1.3. Prostownik mostkowy z obciążeniem rezystancyjnym: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe napięć i prądów

obciążenia i widoczna jest krótka przerwa, gdy prąd jednej diody spada już do zera, a prąd drugiej diody jeszcze się nie pojawia (odpowiadająca czasowi przejścia napięcia od wartości U_F do $-U_F$). Należy zwrócić uwagę na fakt, że każda z diod D_1 i D_2 musi w tym układzie wytrzymać napięcie wsteczne równe $2U_m$, tj. dwukrotnie wyższe niż w układzie półokresowym.

Na rys. 1.3a przedstawiono prostownik pełnookresowy w układzie mostka Graetza. Zastosowanie 4 diod w podanym układzie pozwala na uzyskanie dwupołówkowego prostowania napięcia dostępnego na jednym tylko uzwojeniu transformatora. Dla dodatniej połówki napięcia transformatora przewodzą diody D_1 i D_3, dla ujemnej diody D_2 i D_4. Dla małych amplitud U_m wpływ spadku napięcia na drodze U_F jest tutaj bardziej widoczny, gdyż aby popłynął prąd w obwodzie, napięcie transformatora musi być większe od wartości $2U_F$.

Należy zwrócić uwagę na fakt, że prąd przepływający przez wtórne uzwojenie transformatora nie zawiera składowej stałej. Gdy prostujemy duże napięcie (możliwe jest pominięcie U_F wobec U_m) prąd ten jest bliski przebiegu sinusoidalnego, co korzystnie wpływa na wykorzystanie transformatora.

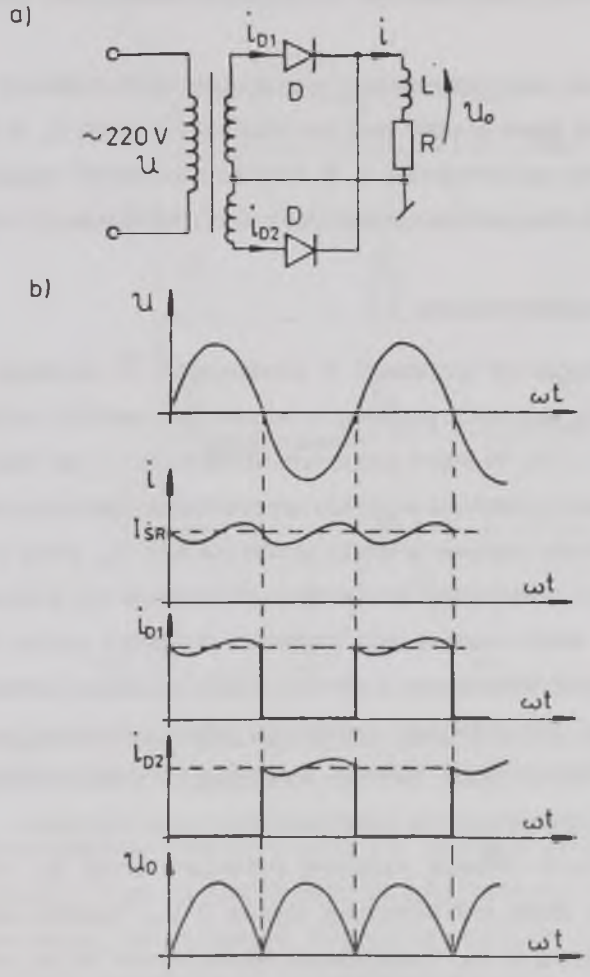


Rys. 1.4. Prostownik półokresowy obciążony obwodem szeregowym RL: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe prądu i napięcia

1.2.2. Obciążenie obwodem szeregowym RL

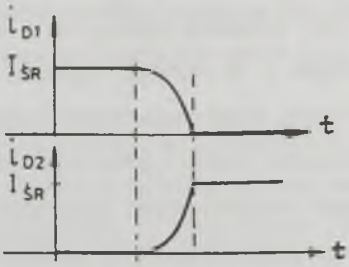
Włączenie dodatkowo cewki indukcyjnej L w szereg z opornikiem R w obwodzie prostownika półokresowego daje w efekcie opóźnienie w narastaniu krzywej prądu i wydłużenie kąta przepływu prądu λ do wartości większej niż π (rys. 1.4). Indukcyjność przeciwdziała zmianom prądu, skąd wspomniane efekty.

Efekt wydłużenia kąta przepływu prądu λ powoduje, że w układzie pełnookresowym (rys. 1.5) pojawia się ciągły przepływ prądu. Zwiększanie wartości indukcyjności L powoduje zmniejszenie tętnień prądu obciążenia wokół wartości średniej, natomiast



Rys. 1.5. Prostownik pełnookresowy obciążony obwodem szeregowym RL: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe prądów i napięć w układzie

impulsy prądu płynącego przez poszczególne diody zbliżają się kształtem do impulsów prostokątnych.



Rys. 1.6. Komutacja diod prostowniczych w przypadku obciążenia o charakterze indukcyjnym

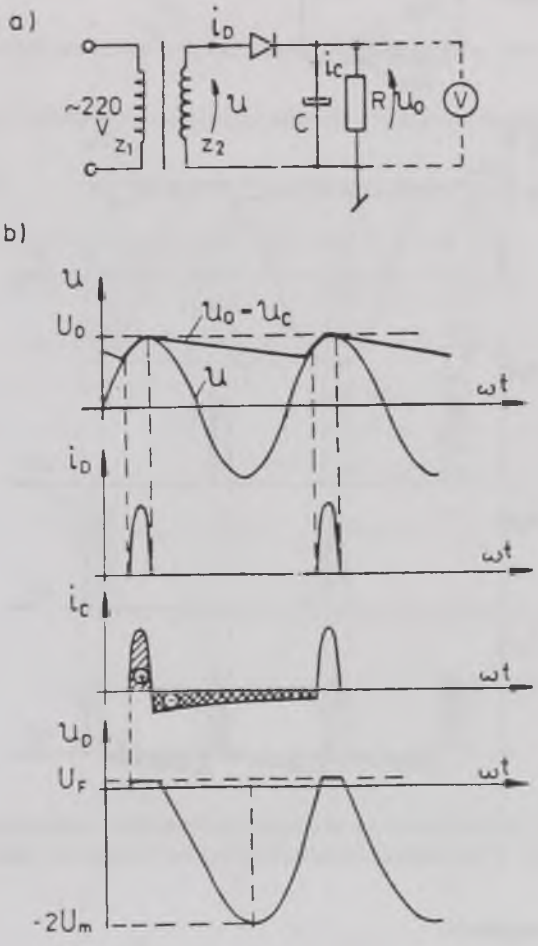
Proces przełączania diod pokazano w rozciągniętej skali czasowej na rys. 1.6. Podczas przełączania suma prądów obu diod jest stała i równa $I_{śr}$, a czas trwania przełączenia nie zależy od elementów L, R, lecz od parametrów impulsowych użytych diod. Dokładną analizę procesu przełączania diod można znaleźć w [4].

1.2.3. Obciążenie pojemnościowe

Włączenie równoległe do rezystancji R kondensatora C powoduje jakościową zmianę. Zmieniają się wszystkie przebiegi czasowe oraz wartości napięć i prądów w układzie (rys. 1.7 i 1.8). W stanie ustalonym kondensator C jest ładowany przez diodę krótkim impulsem prądowym w pobliżu szczytu każdej dodatniej połówki napięcia transformatora. Kiedy napięcie u spada poniżej wartości U_c, dioda zostaje spolaryzowana zaporowo i naładowany kondensator rozładowuje się wykładniczo przez rezystor R, a zatem stała czasowa tego fragmentu przebiegu wynosi RC. Kondensator ponownie zostanie doładowany w pobliżu szczytu następnej dodatniej połówki i proces się powtarza. Dla przebiegu czasowego prądu kondensatora i_c pole pod krzywą dodatniego impulsu prądu (ładunek dopływający) i pole pod fragmentem wykładniczym (ładunek odpływający) w stanie ustalonym są sobie równe.

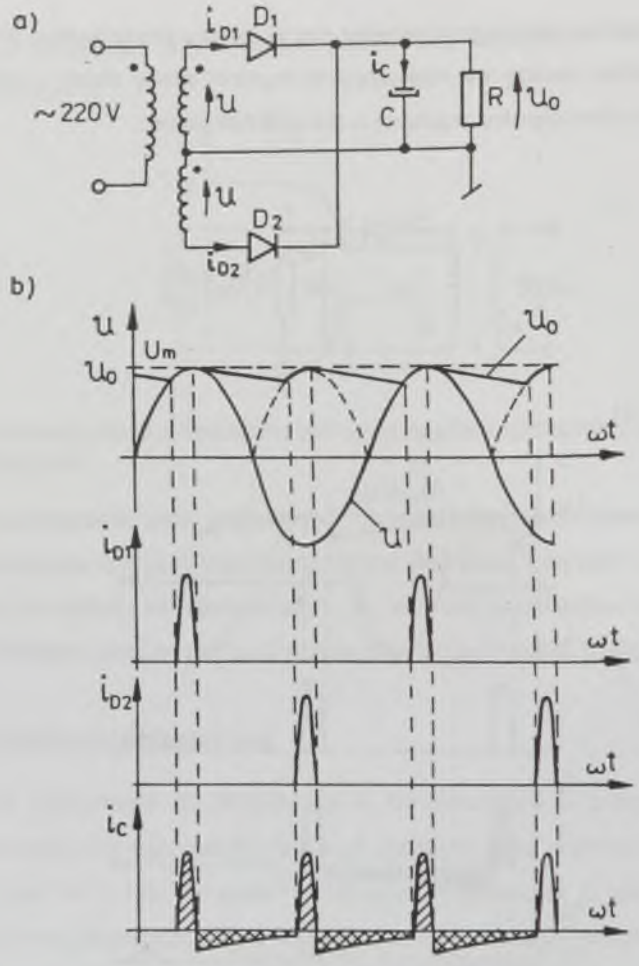
Wartość maksymalna napięcia wstecznej polaryzacji diody, tzn. wartość, przy uwzględnieniu której dioda jest dobierana, wynosi 2 U_m. Napięcie wyjściowe ma wartość średnią zbliżoną do U_m. Częstotliwość tętnień wynosi 50 Hz, a ich amplituda zależy od stałej czasowej RC. Zwiększenie tej stałej czasowej przez zmniejszenie prądu obciążenia (wzrost R) lub wyłączenie kondensatora o większej pojemności

powoduje skrócenie czasu trwania impulsu prądu diody i zmniejszenie amplitudy tętnień. Należy zwrócić uwagę na niekorzystne warunki pracy diody i transformatora w tym układzie (krótkie impulsy prądowe o dużej amplitudzie).



Rys. 1.7. Prostownik półokresowy obciążony obwodem równoległym RC: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe prądów i napięć w układzie

Układ pełnookresowy pokazano na rys.1.8. Charakter przebiegów jest taki sam. Różnice wynikają z tego, że kondensator jest tutaj ładowany kolejno przez obie diody. Przy takiej samej, jak poprzednio, wartości czasowej RC napięcie wyjściowe nieco rośnie, zbliżając się jeszcze do U_m, tętnienia nałożone na to napięcie dwukrotnie maleją (ich częstotliwość wynosi 100 Hz), maleje czas trwania impulsów i_D.

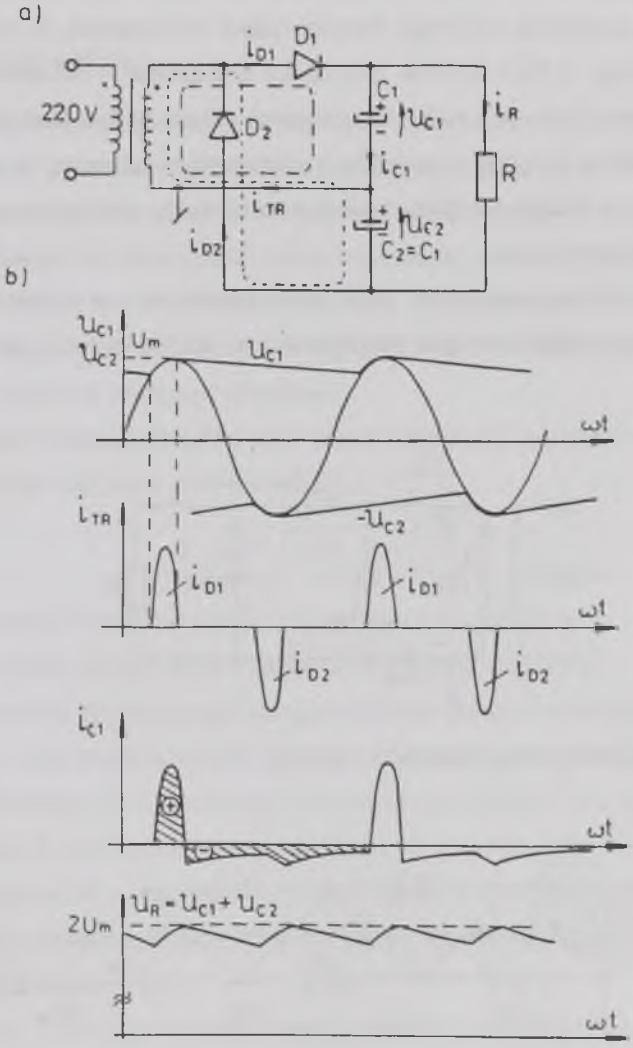


Rys. 1.8. Prostownik pełnookresowy obciążony obwodem równoległym RC: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe prądów i napięć w układzie

1.2.4. Podwajacze napięcia

Podwajacze napięcia to układy prostownicze, których zadaniem jest wytworzenie napięcia stałego o wartości zbliżonej do podwójnej wartości amplitudy U_m dostępnego napięcia zmiennego. W układach tych zawsze występują kondensatory i układy te pracują prawie zawsze przy małym prądzie obciążenia o charakterze rezystancyjnym. Dlatego poniższe rozważania ograniczymy do przypadku takiego obciążenia. Układ tzw. symetrycznego podwajacza napięcia przedstawiono na rys. 1.9a. W układzie tym w stanie ustalonym w pobliżu wartości maksymalnej napięcie uzwojenia wtórnego transformatora, dla jego dodatniej połówki, przez diodę D_1 doładowywany

jest kondensator C_1. Odpowiednio w ujemnej połówce przez diodę D_2 doładowywany do wartości U_m jest kondensator C_2. Obwód dla prądu i_{D2} na rys. 1.9a pokazano linią przerywaną. W tym czasie, gdy nie przewodzi żadna z diod, kondensatory rozładowują się wykładniczo przez rezystancję obciążenia R ze stałą czasową RC, gdzie $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$. To rozładowanie wykładnicze, obserwowane jako przebieg czasowy prądu i_{C1} w połowie odległości pomiędzy dwoma impulsami doładowującymi konden-



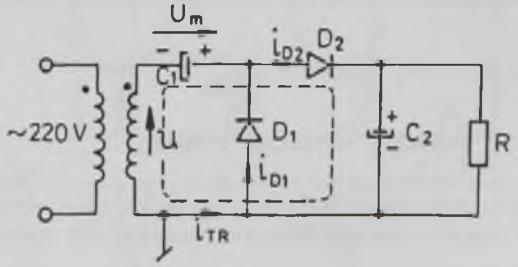
Rys. 1.9. Symetryczny podwajacz napięcia: a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe prądów i napięć w układzie

sator C_1, zostaje zakłócone w związku z tym, że w tym czasie doładowywany jest kondensator C_2, co wpływa na prąd i_R płynący przez obciążenie i_R, a więc także na prąd i_{C1}.

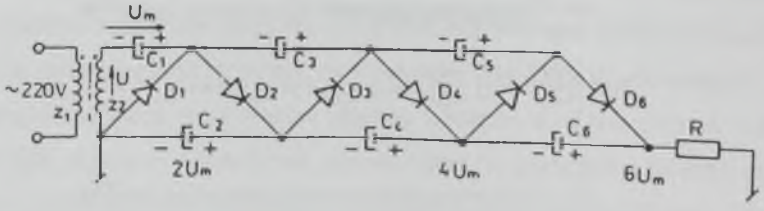
Napięcie wyjściowe równe sumie $U_{C1} + U_{C2}$ ma wartość bliską $2U_m$. Zwiększenie obciążenia (tzn. zmniejszenie wartości R) powoduje, że rośnie amplituda tętnień napięcia wyjściowego, obniża się wartość średnia tego napięcia, rośnie amplituda impulsów prądowych diod oraz rosną kąty przepływu prądu przez diody.

Omawiany podwajacz nazywamy symetrycznym, gdyż w przypadku uziemienia jednego końca uzwojenia wtórnego transformatora nie możemy do tej samej masy podłączyć żadnego z dwu końców rezystancji obciążenia – obciążenie jest symetryczne względem potencjału masy. Dla drugiego układu podwajacza pokazanego na rys. 1.10 uziemienie jednego z zacisków transformatora oznacza, że także obciążenie jest jednym ze swoich zacisków podłączone do masy, czyli jest względem potencjału masy niesymetryczne.

Działanie układu polega na tym, że w stanie ustalonym – w pobliżu wartości maksymalnej ujemnej połówki napięcia transformatora – kondensator C_1 ładuje się przez



Rys. 1.10. Niesymetryczny podwajacz napięcia



Rys. 1.11. 6-krotny powielacz napięcia

diodę D_1 do wartości bliskiej U_m. Przy dodatniej połówce napięcia transformatora w obwodzie zaznaczonym na rysunku linią przerywaną działa napięcie, którego wartość maksymalna wynosi 2 U_m. Do takiej więc wartości poprzez diodę D_2 doładowany jest kondensator C_2.

Układ podwajacza z rys. 1.10 można „wydłużać" uzyskując układy powielaczy napięcia o żądanym, większym od 2 współczynniku powielania. Dla przykładu na rys. 1.11 pokazano układ 6-krotnego powielania napięcia.

1.2.5. Filtry prostownicze

Układ prostowniczy może być wyposażony w filtr prostowniczy, którego zadaniem jest zmniejszenie zawartości tętnień w napięciu wyprostowanym. W najprostszym przypadku rolę takiego filtru spełnia kondensator elektrolityczny o dużej pojemności włączony równolegle do obciążenia, które najczęściej ma charakter rezystancyjny. Przy takim podejściu, np. w układzie z rysunku 1.8, pojemność C reprezentuje filtr prostowniczy mający za zadanie zmniejszenie tętnień napięcia wyjściowego U_O, a rezystor R reprezentuje użytkowe obciążenie.

Pod względem ilościowym zawartość tętnień można opisać wprowadzając pojęcie tzw. współczynnika tętnień a, definiowanego jako:

$$a' = \frac{U_{tsk}}{U_{Ośr}} \quad \text{lub} \quad a'' = \frac{U_{tpp}}{U_{Ośr}}$$

gdzie: $U_{Ośr}$ – wartość średnia napięcia wyjściowego prostownika,

U_{tsk} – wartość skuteczna niepożądanej składowej zmiennej,

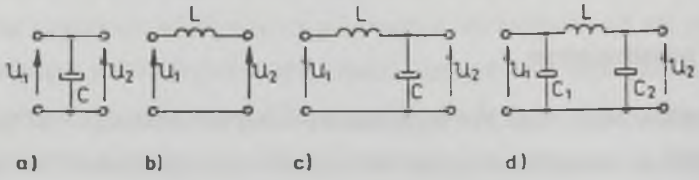
U_{tpp} – wartość międzyszczytowa (podwójna amplituda) składowej zmiennej.

Wymaganie zmniejszenia współczynnika „a" (zwłaszcza przy większych prądach obciążenia) prowadzi do konieczności rozbudowania układu filtru prostowniczego. Kilka możliwości w tym zakresie przedstawiono na rysunku 1.12. W każdym z tych układów do wyjścia filtru (napięcie U_2) będzie podłączone obciążenie użytkowe najczęściej o charakterze rezystancyjnym. Do wejścia (U_1) podłączone jest poprzez diody napięcie prostowane.

Układy z rys. 1.12a i d możemy nazwać układami o wejściu pojemnościowym, a układy z rys. 1.12b i c układami o wejściu indukcyjnym. Charakter przebiegów czasowych prądów i napięć, a także wartość średnia napięcia wyjściowego zależą od

elementu wejściowego filtru. Dla układów a i d diody przewodzą krótkie impulsy prądowe o dużych amplitudach, a napięcie wyjściowe jest bliskie wartości maksymalnej U_m prostowanego przebiegu.

Dla układów b i c każda z diod przewodzi (w układach pełnookresowych) prąd w przybliżeniu o stałej wartości przez czas równy połowie okresu, a napięcie wyjściowe jest zbliżone do wartości średniej prostowanego przebiegu.



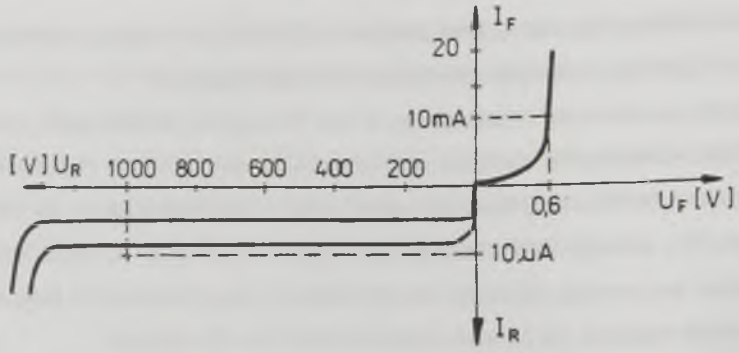
Rys. 1.12. Filtry prostownicze: a) kondensator, b) cewka indukcyjna, c) człon LC typu Γ („gamma"), d) człon LC typu Π

Jeśli współczynniki zawartości tętnień porównamy w układach budowanych na tym samym transformatorze, dla takiego samego obciążenia, to najmniejszą wartość powinniśmy uzyskać przy zastosowaniu filtru o strukturze typu π pokazanego na rys. 1.12d. W filtrze tego typu, przy małych prądach obciążenia, można czasem, licząc się z nieco większymi stratami, zamiast niewygodnego dławika L zastosować po prostu rezystor.

1.3. Tematy sprawdzające

1. W układzie prostownika półokresowego z rys. 1.1a, zakładając zerową rezystancję uzwojeń transformatora, przekładnię transformatora równą jeden oraz spadek napięcia na przewodzącej diodzie $U_F = 0$, obliczyć:
   a) wskazanie woltomierza V reagującego na wartość średnią mierzonego napięcia,
   b) maksymalną wartość napięcia wstecznego U_{Rmax} na diodzie,
   c) moc traconą w obciążeniu $R_o = 1\ k\Omega$.

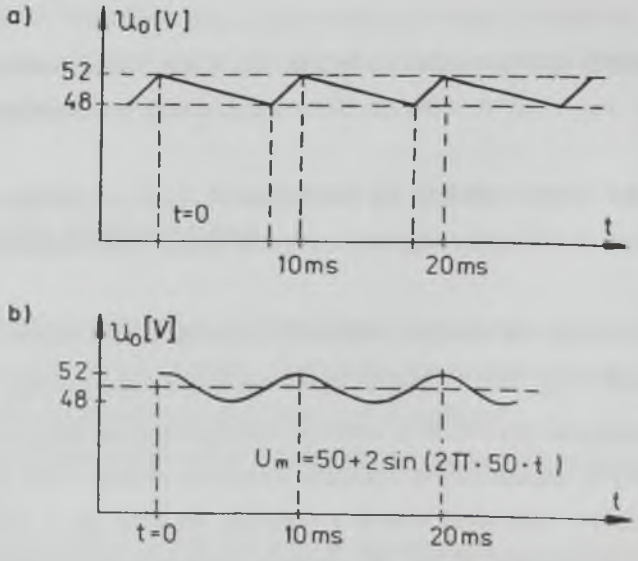
2. Obliczyć wartości wymienione w punkcie 1a,b.c dla prostownika pełnookresowego z rys. 1.2a przy podanych założeniach upraszczających.
3. W układzie prostownika mostkowego z rys. 1.3a przy założeniach z punktu 1.1 wyznaczyć maksymalne napięcie wsteczne U_{Rmax} występujące na każdej z diod.
4. W układzie prostownika półokresowego z rys. 1.7a obciążonego obwodem równoległym RC, którego stała czasowa jest duża (np. wynosi 10 sekund), zakładając zerową rezystancję uzwojeń transformatora, jego przekładnię równą jedności oraz spadek napięcia na przewodzącej diodzie $U_F = 0$, obliczyć:
   a) wskazanie woltomierza V reagującego na wartość średnią mierzonego napięcia,
   b) maksymalną wartość napięcia wstecznego U_{Rmax} na diodzie,
   c) moc traconą w obciążeniu R = 1 kΩ.
5. Obliczyć wartości wymienione w punktach 4a,b,c przy podobnych założeniach upraszczających, ale dla prostownika pełnookresowego z rys.1.8.
6. Jakie wartości napięcia wstecznego U_{Rmax} muszą wytrzymać diody D_1 i D_2 w każdym z układów podwajaczy napięcia – symetrycznym i niesymetrycznym?
7. Co można powiedzieć na temat pól powierzchni pod dodatnim i ujemnym fragmentem przebiegu czasowego prądu i_{C1} w układzie podwajacza symetrycznego (rys. 1.9)?
8. Narysować przebiegi czasowe prądów diod i_{D1}, i_{D2}, prądu transformatora i_{TR} oraz napięć u_{C1}, u_{C2}, u_{D1} i u_{D2} w układzie niesymetrycznego podwajacza napięcia z rys. 1.10.
9. Do jakich wartości napięć naładują się kondensatory $C_3 \div C_6$ w układzie powielacza napięcia z rys. 1.11? Jakie napiecie wsteczne U_{Rmax} musi wytrzymać każda z diod $D_1 \div D_6$?
10. W układzie z rys. 1.1a, dla którego przekładnia wynosi 6, na diodzie występuje napięcie $U_{Rmax} = 6 \cdot \sqrt{2} \cdot 220 < 1900$ V. Jeżeli nie dysponujemy diodą, która wytrzymuje takie napięcie, czy możemy włączyć szeregowo dwie diody jednakowego typu, dla których dopuszczalne napięcie wsteczne wynosi 1000 V? (Wskazówka: jeśli o danym typie diod wiemy z katalogu, że przy U_R = 1000 V prąd wsteczny I_R nie przekracza 10 μA, to obydwie przykładowe charakterystyki z rys.1.13 spełniają ten warunek. Czy jednak napięcie wsteczne rozłoży się na takich przykładowych diodach w przybliżeniu po połowie?).



Rys. 1.13. Przykładowe charakterystyki statyczne diod prostowniczych

11. Od czego w rzeczywistych układach prostowniczych z obciążeniem typu RC zależą amplitudy impulsów prądu płynącego przez diody?
12. Obliczyć wartości współczynnika zawartości tętnień napięcia wyjściowego dla prostownika półokresowego (rys. 1.1a) i pełnookresowego (rys. 1.2a) z obciążeniem R przy założeniu idealnych diod ($U_F = 0$).

Przyjąć definicję $a = \frac{U_{tsk}}{U_{Ośr}}$



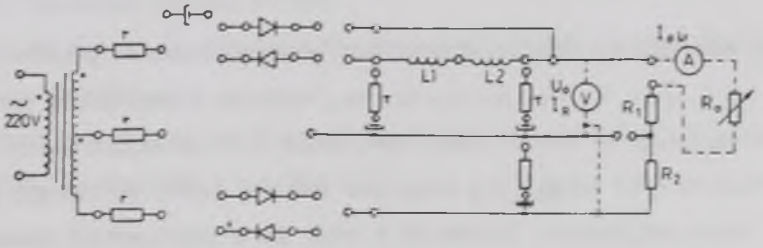
Rys. 1.14. Przykładowe przebiegi czasowe napięcia wyjściowego układów prostowniczych (do tematu sprawdzającego nr 13)

13. Obliczyć wartość współczynnika tętnień $a = \frac{U_{tsk}}{U_{Ośr}}$ dla przebiegów czasowych napięcia wyjściowego z rys. 1.14. W którym z omawianych układów prostowniczych możliwe jest uzyskanie takich przebiegów U_o?

1.4. Aparatura pomocnicza

Do wykonania ćwiczenia potrzebne jest następujące wyposażenie:

1. Model laboratoryjny, na którego płycie czołowej rozmieszczone są wyprowadzenia elementów takich, jak transformator, 4 diody krzemowe, 4 kondensatory elektrolityczne, 2 cewki indukcyjne, rezystory (rys. 1.15). Przy użyciu zewnętrznych przewodów z wtykami bananowymi możliwe jest zestawienie pięciu układów prostowniczych, których schematy są także przedstawione na płycie czołowej. Możliwe jest zastosowanie w tych układach filtrów prostowniczych pokazanych na rys. 1.12. Charakterystyki statyczne badanych układów zdejmujemy włączając woltomierz i amperomierz w sposób pokazany na rys. 1.15 (i na płycie czołowej) linią przerywaną. Przebiegi czasowe prądów możemy oglądać na oscyloskopie dzięki wtrąceniu w charakterystycznych punktach układu rezystorów pomiarowych r o wartościach rezystancji 0,5 Ω. Wartość prądu obciążenia nastawiana jest przy użyciu opornicy dekadowej (lub suwakowej) R_o włączonej tak, aby szeregowo z nią znajdował się zawsze rezystor R_2, zapobiegający skutkom przypadkowych zwarć.



Rys. 1.15. Rozmieszczenie elementów na płycie czołowej modelu laboratoryjnego

2. Oscyloskop dwustrumieniowy.
3. 2 multimetry cyfrowe (lub przyrządy magnetoelektryczne) do pomiaru prądu i napięcia stałego.
4. Opornica dekadowa lub suwakowa.

1.5. Program ćwiczenia

1. Dla 5 badanych układów. tj.:
   - prostownika półokresowego,
   - prostownika pełnookresowego,
   - prostownika pełnookresowego mostkowego,
   - podwajacza symetrycznego,
   - podwajacza niesymetrycznego

   zdjąć charakterystyki $U_{Ośr} = f(I_{Ośr})$.

   Wartości średnie napięcia i prądu obciążenia mierzymy przyrządem reagującym bezpośrednio na wartość średnią, np. cyfrowym przyrządem całkującym lub przyrządem magnetoelektrycznym. Ponieważ zdejmowane charakterystyki są w przybliżeniu prostoliniowe, wystarczy zmierzyć napięcie odpowiadające 3-4 wartościom prądu obciążenia (w tym prądowi $I_O \approx 0$).
2. Dla wybranego układu prostownika, np. dla prostownika pełnookresowego, zdjąć charakterystki

$$U_{Ośr} = f(I_{Ośr})$$

   dla przypadków obciążenia z filtrami prostowniczymi pokazanymi na rys. 1.12.

Uwaga

Podczas wszystkich pomiarów obserwować przebiegi czasowe prądów i napięć, jak np. i_{D1}, i_{D2}, i_{tr}, i_o, i_{C1}, i_{C2}, u_{D1}, u_{D2}, u_O, u_{C1}, u_{C2}, szukając potwierdzenia tez sformułowanych w rozdziale 1.2. Jednoczesna obserwacja na oscyloskopie dwóch przebiegów jest możliwa tylko wtedy, gdy mają one wspólny punkt, do którego możemy podłączyć masę oscyloskopu. Wynika to z faktu, że w powszechnie stosowanych oscyloskopach masa obydwu kanałów jest wspólna. Dodatkowo w p. 2 należy zmierzyć na oscyloskopie podwójną amplitudę tętnień dla każdego z badanych filtrów przy zbliżonej wartości prądu obciążenia.

1.6. Tematy do opracowania

1. Charakterystyki zdjęte w p. 1.5-1 przedstawić we wspólnym układzie współrzędnych. Na podstawie ich nachylenia wyznaczyć średnie wartości rezystancji wewnętrznej dla każdego układu. Czy wartości $U_{Ośr}$ dla zerowego (bardzo małego) prądu obciążenia odpowiadają wartościom teoretycznym w stosunku do amplitudy napięcia wtórnego transformatora U_m?
2. Charakterystyki zmierzone w p. 1.5-2 przedstawić we wspólnym układzie współrzędnych. Wyjaśnić przebieg charakterystyki dla przypadku filtru z rys. 1.12c, która dla małych prądów obciążenia zaczyna się przy wartościach bliskich U_m, by przy większych prądach obciążenia zbliżyć się do wartości średniej (nieco poniżej $2\frac{U_m}{\pi}$). Porównać i skomentować zawartość tętnień dla różnych przypadków obciążenia.
3. Omówić wnioski wynikające z obserwacji przebiegów czasowych prądów i napięć (np. na temat maksymalnych wartości napięcia wstecznego na diodach w różnych układach i przy różnych typach obciążenia).

1.7. Literatura

1. Tietze U., Schenk Ch.: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1987, s. 442-448.
2. Pawłowski J.: Podstawowe układy elektroniczne. Nieliniowe układy analogowe. WKiŁ, Warszawa 1979, s. 75-105.
3. Rusek M., Ćwirko R., Marciniak W.: Przewodnik po elektronice. WNT, Warszawa 1986, s. 139-141.
4. Elektronika przemysłowa. Praca zbiorowa pod red. Malzachera S., Skrypt Pol. Śl. nr 1438, Gliwice 1989, t. I, s. 203-217.

Ćwiczenie 2

UKŁADY TYRYSTOROWE

2.1. Cel ćwiczenia

W trakcie ćwiczenia studenci powinni zapoznać się z zastosowaniem tyrystorów w układach jednofazowych. Jako przykłady typowych zastosowań wybrano: mostkowy pełnookresowy prostownik sterowany, mostkowy falownik prądu z komutacją równoległą oraz układ regulacji natężenia prądu obciążenia. Układy te należy przebadać w różnych warunkach obciążenia. Należy też zapoznać się z możliwościami wpływania na ich właściwości poprzez odpowiednie układy sterujące pracę tyrystorów.

2.2. Wprowadzenie

Tyrystorami nazywamy elementy półprzewodnikowe przeznaczone wyłącznie do pracy polegającej na przełączaniu pomiędzy dwoma stabilnymi stanami:

- stanem blokowania, któremu odpowiada bardzo duża rezystancja tego elementu, a więc rozwarcie obwodu elektrycznego;
- stanem przewodzenia, któremu odpowiada bardzo mała rezystancja, a więc zwarcie obwodu elektrycznego.

Tyrystory należące do tak zwanych półprzewodnikowych przyrządów mocy są niezwykle ważnymi elementami współczesnej energoelektroniki. Są one najważniejszymi elementami układów przekształtnikowych, w których pełnią rolę sterowanych kluczy elektrycznych. Z tego powodu w ostatnich latach następuje gwałtowny rozwój tej grupy elementów. Stosując kryterium sposobu sterowania, można je podzielić na:

- Tyrystory częściowo sterowalne, w których sygnał bramkowy umożliwia tylko załączenie przyrządu w ściśle określonej chwili, w sytuacji gdy pozostałe elektrody są odpowiednio spolaryzowane. Zaliczamy tu konwencjonalne tyrystory SCR, których klasyfikację zamieszczono w tabl.2.1.
- Tyrystory w pełni sterowalne, w których sygnał bramkowy umożliwia tak załączenie, jak i wyłączanie przyrządu w wybranym momencie czasu przy odpowiedniej polaryzacji pozostałych elektrod. Zaliczamy tu tyrystory wyłączalne GTO, tyrystory elektrostatyczne SITH oraz tyrystory sterowane napięciowo MCT.

Tablica 2.1

Klasyfikacja konwencjonalnych tyrystorów SCR

<table>
<tr><td rowspan="4">Jednokierunkowe (struktura czterowarstwowa)</td><td rowspan="3">Blokujące wstecznie (1)</td><td colspan="3">Dynistory (tyrystory diodowe)</td></tr>
<tr><td rowspan="2">Tyrystory triodowe (trynistory)</td><td>Symetryczne</td><td>$U_{(BR)} = U_D$</td></tr>
<tr><td>Asymetryczne ASCR (3)</td><td>$U_R << U_D$</td></tr>
<tr><td rowspan="2">Przewodzące wstecznie (2)</td><td colspan="3">Tyrystory diodowe – Dynistory</td></tr>
<tr><td colspan="3">Tyrystory triodowe – RTC (4)</td></tr>
<tr><td rowspan="2">Dwukierunkowe (struktura pięciowarstwowa)</td><td colspan="4">Diak (tyrystor diodowy)</td></tr>
<tr><td colspan="4">Triak (tyrystor triodowy)</td></tr>
</table>

U_R – napięcie wsteczne;
U_D – napięcie blokowania;
$U_{(BR)}$ – napięcie przebicia.

(1) – w III ćwiartce charakterystyki prądowo-napięciowej może być tylko stan zaporowy. Tyrystory te pracują jednokierunkowo, mogąc przewodzić tylko w I ćwiartce charakterystyki;
(2) – w III ćwiartce charakterystyki prądowo-napięciowej tyrystory mają własności typowej diody spolaryzowanej w kierunku przewodzenia ujemnym napięciem anodowym;
(3) – ASCR – tyrystor asymetryczny jest odmianą tyrystora konwencjonalnego o niskim wstecznym napięciu przebicia $U_{(BR)}$ rzędu 20...50 V, natomiast o napięciu blokowania U_D rzędu 2 kV;
(4) – RCT – tyrystory triodowe, przewodzące wstecznie mogą przewodzić duże prądy przy ujemnych napięciach anodowych. Wsteczne napięcia przewodzenia U_R występujące przy przepływie tych prądów są porównywalne z napięciami przewodzenia w stanie przewodzenia.

Tyrystorem wyłączalnym GTO nazywamy taką strukturę tyrystorową, która może być przełączana pomiędzy stabilnymi stanami przewodzenia i blokowania za pomocą prądowych sygnałów sterujących, o dodatniej polaryzacji względem katody w przypadku załączania i ujemnej w przypadku wyłączania bez zmiany biegunowości napięcia zasilającego. Tyrystory te są tyrystorami jednokierunkowymi. Produkowane są w wersjach symetrycznej (gdy napięcie wsteczne U_R jest równe napięciu blokowania U_D) oraz asymetrycznej (gdy $U_R << U_D$). Tyrystory te wykonywane są w technologii bipolarnej.

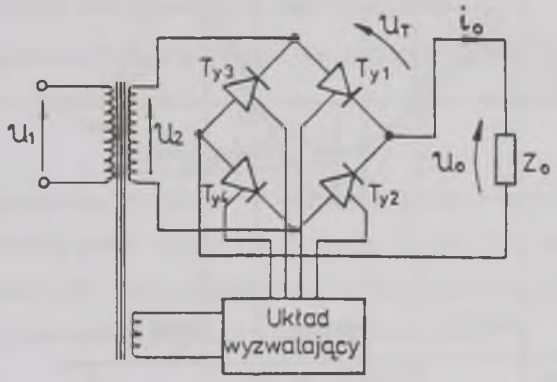
Tyrystorem elektrostatycznym SITH (w literaturze można tez spotkać nazwę FCT –. tyrystor sterowany polem) nazywamy przyrząd, który normalnie (tj. przy braku sygnału sterującego) znajduje się w stanie przewodzenia. Może on przewodzić prąd tylko w jednym kierunku, przy dodatniej polaryzacji anody względem katody. Wprowadzenie w stan wyłączenia następuje po doprowadzeniu do bramki ujemnego względem katody sygnału napięciowego, którego zanik ponownie załącza tyrystor. Tyrystory te wykonywane są w technologii BIMOS.

Tyrystorem sterowanym napięciowo MCT (MOS-GTO) nazywamy przyrząd półprzewodnikowy, w którym połączono strukturę tranzystora MOS z czterowarstwową strukturą tyrystora. W efekcie możliwe są dwie wersje tego przyrządu. P-MCT - to wersja, w której bramka wykonana jest od strony anody, a kanał tranzystora MOS jest typu p. Dla wprowadzenia tego tyrystora w stan załączenia należy na bramkę podać napięciowy sygnał sterujący o polaryzacji ujemnej względem katody. Natomiast dla wyłączenia należy na bramkę podać sygnał napięciowy o polaryzacji dodatniej. W przypadku struktury N-MCT bramka znajduje się od strony katody, kanał jest typu n, a polaryzacje sygnału sterującego są odwrotne. Również ten tyrystor jest tyrystorem jednokierunkowym. Wielką zaletą tych przyrządów jest możliwość bezpośredniego sterowania ich bramek z klasycznych układów CMOS.

2.2.1. Tyrystorowy prostownik sterowany

Prostownikiem sterowanym nazywamy układ przetwarzający prąd przemienny na prąd stały lub pulsujący za pomocą sterowanych kluczy elektronicznych. Układy takie pozwalają na regulację wartości napięcia wyprostowanego. W roli sterowanych kluczy elektronicznych można wykorzystać tyrystory triodowe symetryczne, dla których moment przełączenia ze stanu blokowania do stanu przewodzenia można dokładnie

określić poprzez odpowiednie sterowanie sygnałem prądowym dostarczonym do elektrody bramki. Bramka pozwala na opóźnienie momentu, w którym tyrystor zaczyna przewodzić prąd względem początku dodatniego półokresu napięcia sinusoidalnego zasilającego główny obwód tyrystora. Wartość tego opóźnienia można regulować w zakresie od 0 do π radianów, a tym samym można wpływać na wartość napięcia i natężenia prądu wyjściowego. W celu uzyskania pełnookresowego prostownika sterowanego można wykorzystać znany układ prostownika Graetza, w którym miejsce diod zajmują tyrystory. Schemat ideowy mostkowego prostownika sterowanego przedstawiono na rys.2.1. Istotnym elementem tego prostownika jest układ sterujący, którego zadaniem jest wytworzenie odpowiednich impulsów prądowych sterujących bramkami tyrystorów Ty_1 – Ty_4. W dalszej części przedstawiono zasadę działania układu w przypadku obciążeń rezystancyjnego i rezystancyjno-indukcyjnościowego.

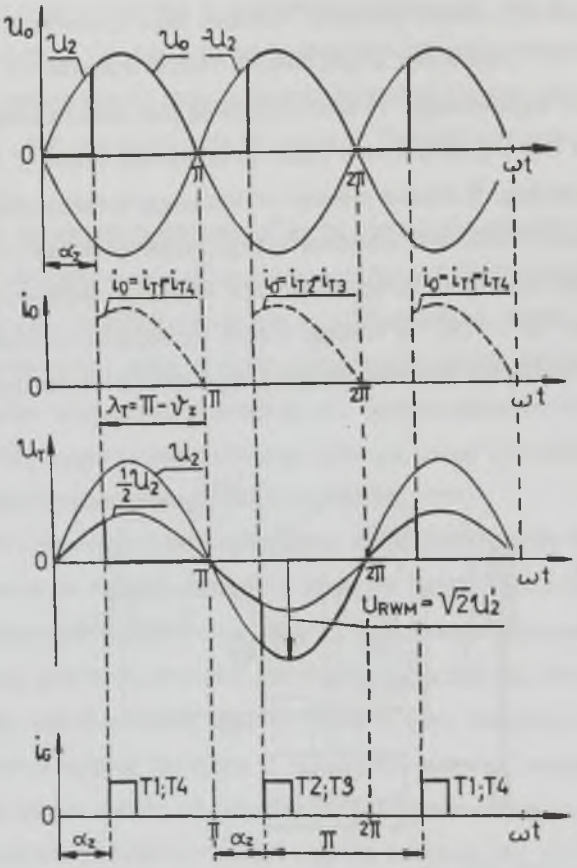


Rys. 2.1. Mostkowy prostownik sterowany (u_2 – napięcie wejściowe, u_T – napięcie na tyrystorze, u_o – napięcie na obciążeniu, u_o – prąd płynący przez obciążenie, Z_o – obciążenie)

2.2.1.1. Zasada działania układu przy obciążeniu rezystancyjnym.

Zasadę działania układu omówiono na podstawie schematu ideowego przedstawionego na rys.2.1. oraz przebiegów: prądów i_0 i napięć u_0 na czysto rezystancyjnym obciążeniu $Z_0 = R_0$ prostownika (rys.2.2), oraz napięcia u_T na tyrystorze i prądu i_G sterującego bramkę tyrystora. Dla kąta przepływu $\alpha = \omega \cdot t$ zawartego w przedziale [0, π] dodatnia połówka sinusoidy napięcia wejściowego u_2 polaryzuje w kierunku prze-

wodzenia tyrystory Ty_1 i Ty_4. Tyrystory te przejdą ze stanu blokowania w stan przewodzenia, z chwilą gdy na ich bramki zostanie podany dodatni impuls prądowy i_G.



Rys. 2.2. Przebiegi napięć i prądów w mostkowym prostowniku sterowanym z obciążeniem rezystancyjnym (α_Z – kąt załączenia, λ_T – kąt przepływu, U_2 – wartość skuteczna napięcia wejściowego u_2)

W tym samym czasie tyrystory Ty_2 i Ty_3 są w stanie zaporowym. W czasie trwania ujemnej połówki sinusoidy napięcia wejściowego u_2, tj. dla kąta przepływu α zawartego w przedziale $[\pi, 2\pi]$ tyrystory Ty_1 i Ty_4 przechodzą w stan zaporowy, natomiast tyrystory Ty_2 i Ty_3 są w stanie blokowania aż do czasu przyjścia dodatniego impulsu prądowego sterującego elektrodami bramek, kiedy to przejdą w stan przewodzenia. W efekcie na rezystancji obciążenia R_0 uzyskamy przebieg będący powycinanym, dwupołówkowo wyprostowanym sygnałem sinusoidalnym. Wielkości wycięć będą

zależały od wartości kąta załączania α_Z tyrystorów. Kąt ten można zmieniać w zakresie od 0 do π radianów. Wartość średnia U_0 (rys.2.3) napięcia wyjściowego u_0 jest tym samym ściśle uzależniona od wartości kąta załączania α_Z, co można wyrazić zależnością (2.1):

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha_Z}^{\pi} U_2 \cdot \sin(\omega \cdot t)\, d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \cdot U_2 \cdot (1 + \cos\alpha_Z) \qquad (2.1)$$

gdzie: U_2 – amplituda napięcia wejściowego u_2;

ω - pulsacja napięcia wejściowego;

α_Z – kąt załączania tyrystorów.

Maksymalna wartość tego napięcia, U_{0max} występuje w przypadku, gdy kąt załączania $\alpha_Z = 0$ i wynosi:

$$U_{0max} = \frac{2}{\pi} \cdot U_2 = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2' = 0{,}9 \cdot U_2' \qquad (2.2)$$

gdzie: U_2' - wartość skuteczna napięcia wejściowego u_2.

Przy doborze tyrystorów należy pamiętać, że szczytowa wartość napięcia na tyrystorze w stanie zaporowym wynosi:

$$U_{RWM} = U_2 = \sqrt{2} \cdot U_2' \le U_{RRM} \qquad (2.3)$$

gdzie: U_{RRM} – największe szczytowe, powtarzalne napięcie wsteczne.

Natomiast największy prąd tyrystora przy pracy w kierunku przewodzenia wyznaczamy z zależności (2.4). Jego wartość nie powinna przekraczać szczytowej, powtarzalnej wartości granicznego prądu przewodzenia I_{TRM}.

$$I_{0max} = \frac{U_2}{R} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2'}{R} < I_{TRM} \qquad (2.4)$$

2.2.1.2. Zasada działania układu przy obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym

W sytuacji gdy obciążenie układu stanowi szeregowe połączenie rezystancji R i indukcyjności L, ulegają zmianie warunki pracy układu prostownika sterowanego. Wynika to z faktu, że indukcyjność L jest elementem zdolnym magazynować dostarczoną doń energię. Energia pola magnetycznego w chwili zaniku dodatniej połówki napięcia zasilającego będzie podtrzymywać przepływ prąd w obwodzie. Tym samym ujemna połówka napięcia zasilającego zastanie tyrystory Ty_1 i Ty_4 jeszcze w stanie przewodzenia. Spowoduje to zwiększenie wartości kąta przepływu λ_T. Analogiczne zjawisko wystąpi w przypadku ujemnej połówki napięcia zasilającego i tyrystorów Ty_2

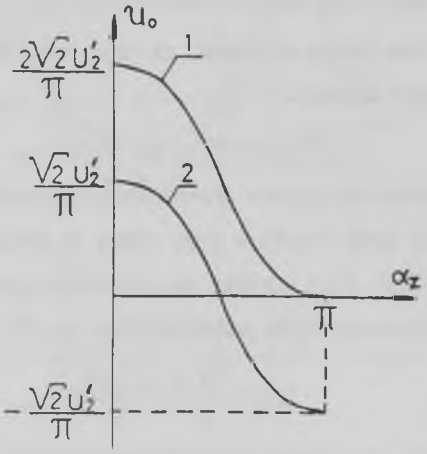
i Ty_3 . Dopóki wartość indukcyjności L będzie dostatecznie mała, dotąd układ będzie pracował impulsowo (rys.2.4.a) , podobnie jak w przypadku czysto rezystancyjnego obciążenia R_0. Przebiegi w układzie można opisać za pomocą równania (2.5):

$$U_2 \cdot \sin(\omega \cdot t) = i_0 \cdot R + L \cdot \frac{di_0}{dt} \qquad (2.5)$$

W sytuacji gdy indukcyjność L będzie tak mała, że kąt przepływu λ_T będzie spełniał warunek: $\lambda_T < \pi$, wówczas będzie występowało zjawisko przerw w procesie przewodzenia tyrystorów, a więc i w przepływie prądu przez obciążenie. Rozwiązanie równania (2.5) przybiera wówczas postać:

$$i_0 = \frac{U_2}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\omega \cdot t - \Phi) \cdot \sin(\alpha_z - \Phi) \cdot \exp\left[-\frac{R}{\omega \cdot L} \cdot (\omega \cdot t - \alpha_z) \right] \qquad (2.6)$$

gdzie: $\operatorname{tg}\Phi = \frac{\omega \cdot L}{R}$



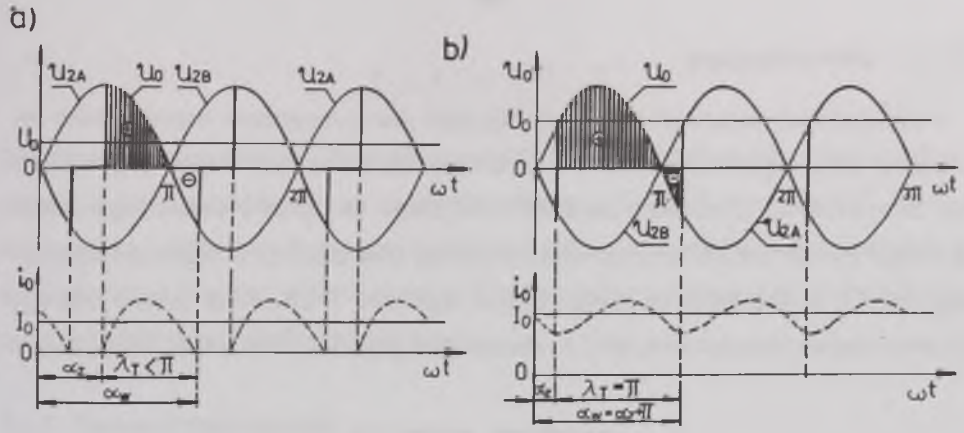
Rys. 2.3. Zależność wartości średniej napięcia wyprostowanego U_0 od kąta załączenia α_Z (1 – dla obciążenia rezystancyjnego, 2 – dla obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego)

Wartość średnią napięcia wyprostowanego U_0 (rys.2.3) na obciążeniu można więc wyrazić następująco:

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha_z}^{\alpha_w} U_2 \cdot \sin(\omega \cdot t) d(\omega \cdot t) = \frac{U_2}{\pi} \cdot (\cos\alpha_z - \cos\alpha_w) \qquad (2.7)$$

gdzie: α_Z – kąt załączenia tyrystorów;

α_W – kąt wyłączenia tyrystorów.



Rys. 2.4. Przebiegi czasowe napięć i prądów w prostowniku sterowanym z obciążeniem rezystancyjno-indukcyjnym (a – stan pracy impulsowej, b – stan pracy ciągłej)

Sytuację tę ilustruje rys.2.4.a. Natomiast gdy wartość indukcyjności L osiągnie wystarczającą wielkość, aby zmagazynowana energia pola magnetycznego zwiększyła wartość kąta przepływu λ_T tak, że spełniony jest warunek $\lambda_T = \pi$, wówczas nastąpi pokrycie się momentów włączania i wyłączania par tyrystorów Ty_1 i Ty_4 oraz Ty_2 i Ty_3, co oznacza ciągły przepływ prądu przez obciążenie, a więc zanik pracy impulsowej (rys.2.4.b) układu. W tej sytuacji pomiędzy kątami załączenia α_Z i wyłączenia α_W tyrystorów zachodzi następujący związek:

$$\alpha_W = \alpha_Z + \pi \tag{2.8}$$

W efekcie wartość średnia napięcia wyprostowanego U_0 wzrośnie dwukrotnie (2.9):

$$U_0 = \frac{2}{\pi} \cdot U_2 \cdot \cos\alpha_Z \tag{2.9}$$

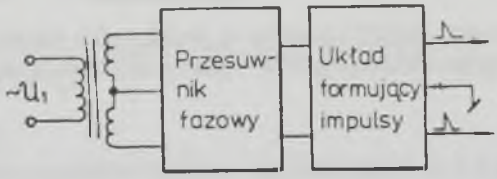
a przebieg prądu płynącego przez obciążenie oraz każdy z tyrystorów można wyrazić zależnością:

$$i_0 = i_T = \frac{U_2}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \cdot \sin(\omega \cdot t + \Phi) + \left[i_0(\alpha_Z) - \frac{U_2 \cdot \sin(\alpha_Z - \Phi)}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \right] \cdot \exp\left[-\frac{R}{\omega \cdot L} \cdot (\omega \cdot t - \alpha_Z) \right] \tag{2.10}$$

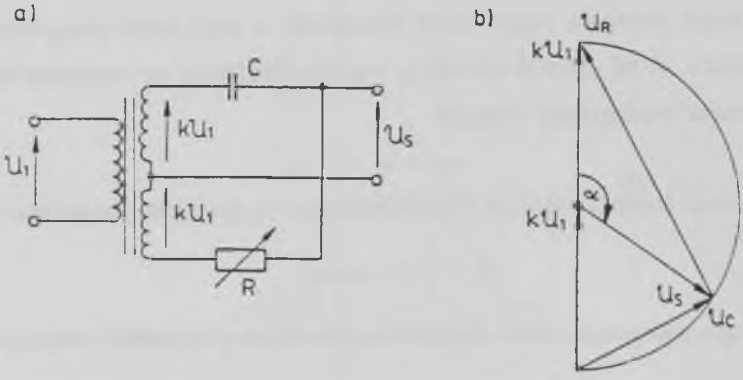
gdzie: $i_0(\alpha_Z)$ – wartość prądu płynącego przez obciążenie w momencie włączania tyrystorów.

2.2.1.3. Układ sterujący

Podstawowym zadaniem układu sterującego jest wytwarzanie odpowiednich impulsów w celu włączania tyrystorów. Układ ten zapewnia również zmianę wartości kąta załączenia α_Z w zakresie od 0 do π radianów. Schemat blokowy tego układu zamieszczono na rys.2.5. W jego skład wchodzą dwa bloki: blok przesuwnika fazowego oraz blok układu formującego kształt impulsów. Przesuwnik fazowy, którego schemat ideowy pokazano na rys.2.6, zbudowany jest z transformatora, który posia-



Rys. 2.5. Schemat blokowy układu sterujacego



Rys. 2.6. Przesuwnik fazowy: a) schemat ideowy, b) wykres wskazowy

da dzielone uzwojenie wtórne o identycznej przekładni k, co pozwala uzyskać dwa identyczne wyjściowe napięcia o wartości $k \cdot U_1$, oraz z odpowiednio włączonego układu RC. Napięcie wyjściowe u_S powstaje pomiędzy środkowym (wspólnym) odczepem uzwojenia wtórnego transformatora a środkiem gałęzi RC. Transmitancję układu można wyrazić zależnością (2.11), przy założeniu że przekładnia transformatora k = 1.

$$u_s = \frac{1 - j \cdot \omega \cdot R \cdot C}{1 + j \cdot \omega \cdot R \cdot C} \cdot u_1 \qquad (2.11)$$

Zmiana wartości rezystancji R w zakresie od 0 do ∞ umożliwia zmianę fazy napięcia wyjściowego u_S względem napięcia wejściowego u_1 o kąt od 0 do π radianów. Proces ten wyjaśnia załączony wykres wskazowy (rys.2.6.b). Oczywiście układ przesuwnika musi pracować w stanie nieobciążonym. Ten warunek musi zapewnić układ formujący impulsy sterujące bramkami tyrystorów.

2.2.2. *Falownik tyrystorowy*

Falownikiem nazywamy układ elektroniczny, którego zadaniem jest przetwarzanie prądu stałego na prąd przemienny o określonej częstotliwości. W przypadku gdy falownik ma za zadanie przekazywanie energii do sieci prądu przemiennego, z którą to siecią jest synchronizowany, mówimy o falownikach zależnych (sieciowzbudnych). Natomiast w przypadku, gdy falownik ma za zadanie zasilanie konkretnego odbiornika i nie jest od strony wyjścia połączony ze sztywną siecią, mówimy o falownikach niezależnych. Falowniki niezależne (dalej: falowniki) mogą być zbudowane z tyrystorów. Najczęściej dzieli się je na: równoległe, szeregowe i szeregowo–równoległe, przy czym za kryterium podziału przyjmuje się sposób podłączenia kondensatora komutującego względem obwodu obciążenia lub sposób wzajemnego połączenia tyrystorów względem obciążenia.

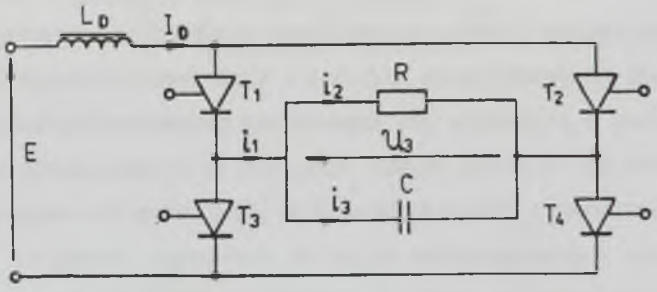
Falownik równoległy to falownik, w którym kondensator jest włączony równolegle do obwodu obciążenia bezpośrednio lub pośrednio za pomocą transformatora wyjściowego. Według drugiego kryterium to falownik, w którym dwa tyrystory połączone równolegle przewodzą na zmianę prąd w połówkach pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego, wytwarzając w ten sposób zmienny strumień magnetyczny i napięcie wyjściowe.

Falownik szeregowy jest układem, w którym obciążenie bezpośrednio lub pośrednio wchodzi w skład szeregowego obwodu rezonansowego (a więc kondensator jest połączony z nim szeregowo) pobudzanego do drgań przez okresowo załączane tyrystory. Inaczej jest to falownik, w którym dwa tyrystory połączone szeregowo wytwarzają prąd przemienny w obwodzie RLC.

Falownik szeregowo–równoległy (mostkowy) jest falownikiem, który posiada cechy obu wymienionych już grup. Mają one dwie pojemności włączone bezpośred-

nio lub pośrednio równolegle i szeregowo z obciążeniem. Według drugiego kryterium zbudowane są one z czterech tyrystorów, które przewodzą kolejno, parami prąd przez odbiornik, zmieniając kierunek przepływu co pół okresu. W praktyce obydwa kryteria podziału dają te same wyniki, uzupełniając opisy właściwości poszczególnych grup falowników. Sprawność typowych falowników zawiera się w granicach 70 – 80 %, częstotliwości przebiegów od jednego do kilku kHz, a moce od setek W do kilkuset W. Budowane są jako urządzenia jedno- i trójfazowe.

W ramach ćwiczenia przebadany zostanie falownik mostkowy z kondensatorem komutacyjnym C umieszczonym równolegle do obciążenia R (rys.2.7), oraz z obwodem rezonansowym równoległym LC umieszczonym równolegle do obciążenia R.

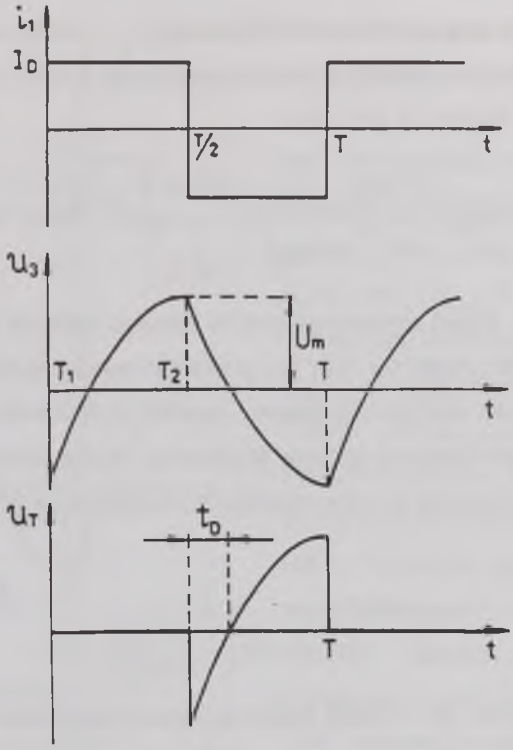


Rys. 2.7. Schemat ideowy falownika równoległego z kondensatorem komutacyjnym

2.2.2.1. Układ z kondensatorem komutacyjnym C

Schemat ideowy falownika przedstawiono na rys.2.7, podczas gdy przebiegi napięć i prądów na rys.2.8. W układzie tyrystory załączane są parami, naprzemiennie: podczas gdy para Ty_1 i Ty_4 jest w stanie przewodzenia, to para Ty_2 i Ty_3 jest w stanie blokowania i na odwrót. Cewka L_D o odpowiednio dużej indukcyjności ma za zadanie zapewnienie ciągłości przepływu prądu w momentach komutacji, natomiast kondensator C ma działanie całkujące w celu zbliżenia kształtu napięcia na obciążeniu do sinusoidy. Falownik ten posiada cechy falownika równoległego, to znaczy przebiegiem wymuszającym jest prąd o kształcie prostokątnym, który generuje na wyjściu napięcie zbliżone do sinusoidy.

W przedziale czasu $T_1 - T_2$ (rys.2.8) przewodzą tyrystory Ty_1 i Ty_4. W efekcie przez obciążenie R przepływa prąd i_2, a kondensator C ładowany jest prądem i_3.



Rys. 2.8. Przebiegi napięć i prądów układu przesuwnika z rys. 2.7 przy obciążeniu RC

Wartość prądu i_1 płynącego przez tyrystory jest sumą tych prądów, co wyraża zależność (2.12):

$$i_1 = \frac{u_3}{R} + C \cdot \frac{du_3}{dt} = i_D \tag{2.12}$$

Zatem napięcie wyjściowe u_3 wyniesie:

$$u_3 = U_m \cdot \frac{1 + \exp\left(-\frac{T}{2 \cdot R \cdot C}\right) - 2 \cdot \exp\left(-\frac{t}{R \cdot C}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{T}{2 \cdot R \cdot C}\right)} \tag{2.13}$$

gdzie U_m – amplituda napięcia na odbiorniku;

T – okres prądu wyjściowego i_1 falownika.

W tym czasie tyrystory Ty_2 i Ty_3 są w stanie blokowania. W momencie T_2 następuje załączenie tyrystorów Ty_2 i Ty_3, natomiast tyrystor Ty_1 pod wpływem wysokiego potencjału na swojej katodzie zostanie wyłączony. Podobnie wyłączony zostanie tyrystor Ty_4 z powodu zbyt niskiego potencjału na swojej anodzie. Prąd i_1 popłynie

w przeciwnym kierunku względem prądu wejściowego i_D, powodując przeładowywanie kondensatora C. Przebieg napięcia na obciążeniu można opisać równaniem:

$$u_3' = -U_m \cdot \frac{1 + \exp\left(-\frac{T}{2 \cdot R \cdot C}\right) - 2 \cdot \exp\left(-\frac{t}{R \cdot C}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{T}{2 \cdot R \cdot C}\right)} \qquad (2.14)$$

Ponieważ kondensator C jest rozładowywany, to ujemne napięcie blokujące pomiędzy anodami i katodami tyrystorów Ty_1 i Ty_4 zmniejsza swoją wartość. Czas spadku tego napięcia do zerowej wartości nazywamy czasem dysponowanym t_d. Czas ten powinien być dłuższy od czasu wyłączania tyrystora t_q, w przeciwnym razie tyrystory nie wyłączą się. Wartości czasu dysponowanego t_d można obliczyć następująco:

$$t_d = R \cdot C \cdot \ln \frac{2}{1 + \exp\left(-\frac{T}{2 \cdot R \cdot C}\right)} \qquad (2.15)$$

Wadą omawianego układu jest kształt napięcia wyjściowego dość odległy od sinusoidy.

2.2.2.2. Układ z obwodem rezonansowym LC

W celu uzyskania sinusoidalnego kształtu napięcia wyjściowego u_3 na obciążeniu R dołącza się do kondensatora C cewkę o indukcyjności L. W ten sposób powstaje równoległy obwód rezonansowy RLC, którego częstotliwość drgań własnych powinna być zbliżona do częstotliwości prądowego sygnału wymuszającego i_1:

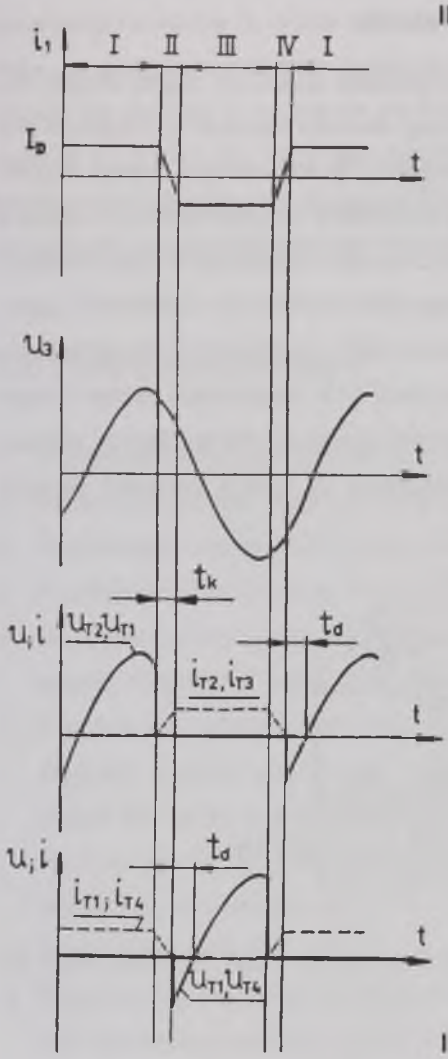
$$\frac{f_0}{f_i} \leq 1{,}35 \qquad (2.16)$$

gdzie: f_0 - częstotliwość rezonansowa obwodu RLC;

f_i - częstotliwość sygnału prądowego i_1 ($f_i = 1/T$).

Przebiegi prądów i napięć zamieszczono na rys.2.9. W pracy falownika można wyróżnić cztery zasadnicze okresy:

I. Przewodzą tyrystory Ty_1 i Ty_4. W tym czasie następuje przeładowywanie kondensatora C, oraz zmiana polaryzacji jego elektrod, a w cewce następuje gromadzenie energii pola magnetycznego.



Rys. 2.9. Przebiegi napięć i prądów w falowniku z obwodem rezonansowym LC (t_k – czas komutacji, opis prądów i napięć wg rys. 2.7)

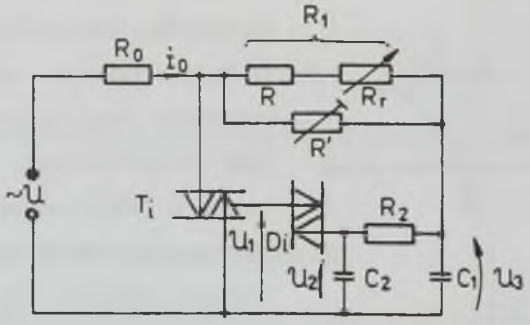
II. Na bramki tyrystorów Ty_2 i Ty_3 podane zostają impulsy załączające, natomiast znikają one z bramek drugiej pary tyrystorów. W tym krótkim momencie przewodzą wszystkie cztery tyrystory, przy czym prąd płynący przez parę Ty_1 i Ty_4 maleje, a przez parę Ty_2 i Ty_3 rośnie. Suma tych prądów jest wielkością stałą. W momencie gdy prąd wyłączanych tyrystorów osiąga wartość zerową, pomiędzy ich anodami i katodami powinno być napięcie ujemne przez czas nie krótszy od czasu wyłączania t_q. Wówczas kondensator C zaczyna się rozładowywać, co prowadzi do spadku wartości napięcia na obciążeniu R. Procesowi temu przeciwdziała energia pola magnetycznego zgromadzona w cewce L, która oddawana do obwodu elektrycznego stara się utrzymać stałą wartość napięcia na jej zaciskach. W efekcie zmienia się kształt sygnału wyjściowego na bardzo zbliżony do sinusoidalnego.

III. Tyrystory Ty_1 i Ty_4 są wyłączone. Przewodzą tyrystory Ty_2 i Ty_3. Powtarzają się procesy z okresu I, z tym że prąd obciążenia płynie w przeciwnym kierunku, a napięcie na kondensatorze C uzyskuje przeciwną polaryzację.

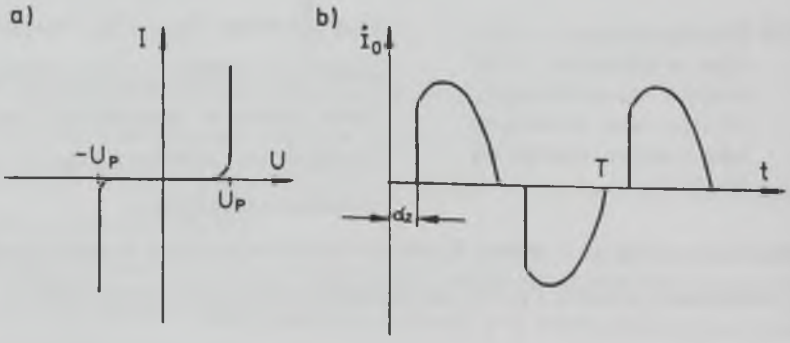
IV. Powtarza się sytuacja z okresu II, ale tym razem wyłączone zostają tyrystory Ty_1 i Ty_4, natomiast tyrystory Ty_2 i Ty_3 wprowadzane są w stan przewodzenia.

2.2.3. Układ regulacji natężenia prądu obciążenia

Na rys.2.10 przedstawiono przykładowe rozwiązanie układu do ciągłej zmiany mocy dostarczanej do odbiornika, poprzez regulację wartości skutecznej natężenia prądu. Prąd obciążenia zachowuje charakter przebiegu przemiennego, będąc ciągiem niepełnych połówek sinusoidy (rys.2.11b). Wykorzystanie w prezentowanym układzie tyrystora symetrycznego – triaka pozwoliło na znaczne uproszczenie jego struktury. Triak wymaga wyzwalania bramki ciągiem impulsów na przemian dodatnich i ujemnych względem katody. W tym celu wykorzystano diak – diodowy tyrystor symetryczny, którego charakterystykę zamieszczono na rys.2.11a. Odpowiedni kształt i amplitudę impulsów wyzwalających zapewnia układ RC złożony z następujących elementów: R_1, C_1, R_2, C_2. W celu regulacji kąta załączania α_Z należy zmieniać wartość



Rys. 2.10. Układ regulacji natężenia prądu obciążenia (T_i – triak, D_i – diak, R_0 – obciążenie)



Rys. 2.11. Charakterystyka diaka (a) oraz kształt prądu płynącego przez obciążenie (b)

rezystancji rezystora R_1. Wewnętrzna struktura rezystora R_1, tj. rezystory: R, R_r i R' mają za zadanie uzyskanie optymalnej charakterystyki regulacji. Należy zwrócić uwagę, że rezystor R wyznacza wartość minimalnego prądu i_0 płynącego przez obciążenie R_0 (i triak T_i). Duża popularność przedstawionego rozwiązania (ściemniacz światła) spowodowała, że układ złożony z triaka T_i i diaka D_i oraz rezystora R_2 i kondensatorów C_1 i C_2 dostępny jest na rynku w postaci scalonej.

2.3. Tematy sprawdzające

1. Przedstawić budowę i zasadę działania konwencjonalnego tyrystora SCR.
2. Porównać budowę i własności tyrystora i triaka.
3. Przedstawić i wyjaśnić różnice pomiędzy dynistorem a diakiem.
4. Przedstawić i skomentować podstawowe parametry techniczne tyrystorów.
5. Co to jest tyrystor wyłączalny GTO? Przedstawić przykładową strukturę i wyjaśnić zasadę działania. Podać jego wady i zalety.
6. Przedstawić podobieństwa i różnice pomiędzy tyrystorami SITH i MCT.
7. Wyjaśnić zasadę działania mostkowego prostownika sterowanego. Jak będzie działał ten układ w przypadku obciążenia RLC? W przypadku obciążenia RC i RLC stosuje się tak zwaną diodę obejściową, włączaną równolegle do obwodu obciążenia, w kierunku wstecznym względem tyrystora. Proszę wyjaśnić cel takiego rozwiązania.
8. Wyjaśnić zasadę działania przesuwnika fazowego przedstawionego na rys.2.6.a. Czy elementem regulacyjnym może być kondensator C ? Uzasadnić odpowiedź.
9. Omówić podstawowe metody pomiaru kąta przesunięcia fazowego.
10. Wyjaśnić pojęcie falownika oraz omówić sposób klasyfikacji.
11. Podać przykład falownika równoległego i wyjaśnić zasadę działania.
12. Podać przykład falownika szeregowego i wyjaśnić zasadę działania.
13. Wyjaśnić zasadę działania falownika mostkowego.
14. Wyjaśnić zasadę działania układu regulacji prądu z rys.2.10. Narysować odpowiednie przebiegi prądów i napięć.

2.4. Aparatura pomocnicza

Do poznania właściwości układów tyrystorowych służą odpowiednie modele. Pomiary należy przeprowadzić za pomocą następujących przyrządów:

- Generatora funkcyjnego pracującego w zakresie częstotliwości akustycznych;
- Oscyloskopu dwukanałowego;
- Mierników uniwersalnych, woltomierzy i amperomierzy;
- Opornicy dekadowej.
- Opornicy suwakowej dużej mocy.

2.5. Program ćwiczenia

1. Układ prostownika sterowanego:

a) Wyskalować przesuwnik fazowy metodą uzgodnioną z osobą prowadzącą ćwiczenie. Wyznaczyć charakterystykę $\alpha = f(R)$;

b) W przypadku obciążenia rezystancyjnego:

- Zdjąć zależność wartości średniej napięcia wyjściowego U_0 w funkcji kąta załączania tyrystora α_Z ($U_0 = f(\alpha_Z)$);
- Wykorzystując oscyloskop przerysować istotne przebiegi prądów i napięć w układzie, zwracając szczególną uwagę na ich wzajemną synchronizację.

c) Powtórzyć pomiary z punktu b) dla przypadku obciążenia RC;

d) Powtórzyć pomiary z punktu b) dla przypadku obciążenia RC wraz z diodą obejściową;

e) Powtórzyć pomiary z punktu b) dla przypadku obciążenia RLC;

f) Powtórzyć pomiary z punktu b) dla przypadku obciążenia RC wraz z diodą obejściową.

Uwaga

1 Maksymalny prąd $I_{0max} = 0,5$ A.

2. Układ falownika mostkowego:

a) Badanie falownika z obciążeniem rezystancyjnym:

– Przed włączeniem układu do sieci należy:

- jako obciążenie podłączyć rezystor $R_0 = 82\ \Omega$;

- wartość częstotliwości generatora ustawić w położenie MINIMUM;
- jako kondensator komutujący C podłączyć kondensator o pojemności 2,2 μF;

- Dla wybranej częstotliwości pracy, wykorzystując oscyloskop, należy zaobserwować i przerysować następujące przebiegi:
  - prąd wyjściowy $i_1(t)$;
  - napięcie wyjściowe $u_3(t)$;
  - prąd płynący przez rezystancję obciążenia $i_2(t)$;
  - prąd płynący przez kondensator komutujący C $i_3(t)$;
  - prąd $i_{T1}(t)$ płynący przez tyrystor T_1;
  - napięcie $u_{T1}(t)$ na tyrystorze T_1;
- Powtórzyć postępowanie dla kilku wartości pojemności kondensatora C;
- Wyznaczyć charakterystyki $t_d = f(C)$ oraz $U_{0max} = f(C)$ (t_d – czas dysponowany, U_{0max} – maksymalna wartość napięcia wyjściowego, C - pojemność kondensatora komutującego C).

Uwaga

Jeżeli po włączeniu układ nie zadziała, należy go wyłączyć i załączyć ponownie Podobnie należy postąpić w każdej sytuacji, gdy układ przejdzie w stan zwarcia, np przy zbyt dużej częstotliwości impulsów sterujących (stan zwarcia nie jest szkodliwy dla układu).

b) Badanie falownika z obciążeniem rezystancyjno-indukcyjnym:
   - Dla falownika nieobciążonego ustawić częstotliwość pracy f = 125 Hz;
   - Podłączyć kondensator komutujący C = 3,3 μF;
   - Podłączyć dławik L = 65 mH (r = 2 Ω);
   - Powtórzyć postępowanie z punktu a).

3. Układ regulacji wartości prądu:

a) za pomocą oscyloskopu zaobserwować, a następnie przerysować kształty napięć i prądów w wybranych, istotnych punktach układu. Zwrócić uwagę na ich wzajemną synchronizację;

b) przebadać wpływ zmian wartości rezystancji R_r na napięcia i prądy obserwowane w punkcie a);

c) zbadać wpływ wartości rezystancji R na wartość minimalnego prądu płynącego przez obciążenie.

2.6. Tematy do opracowania

1. Układ prostownika sterowanego:
   - Wykreślić charakterystykę $\alpha = f(R)$;
   - W przypadku obciążenia rezystancyjnego wykreślić zależność wartości średniej napięcia wyjściowego U_0 w funkcji kąta załączania tyrystora $U_0 = f(\alpha_z)$ oraz narysować istotne przebiegi prądów i napięć w układzie, zwracając szczególną uwagę na ich wzajemną synchronizację. Zinterpretować uzyskane wyniki, porównując je z oczekiwaniami wynikającymi z teoretycznej analizy pracy układu. Przedstawić zauważone różnice i wyjaśnić ich pochodzenie.
   - Powtórzyć postępowanie dla pozostałych przypadków, tj.: obciążenia RC, obciążenia RC wraz z diodą obejściową, obciążenia RLC oraz obciążenia RLC wraz z diodą obejściową.
2. Układ falownika mostkowego:
   - Uzyskane wyniki opracować w sposób taki sam jak dla układu prostownika sterowanego. Zwrócić szczególną uwagę na charakterystyki $t_d = f(C)$ oraz $U_{0max} = f(C)$.
3. Układ regulacji wartości prądu:
   - Uzyskane wyniki opracować w sposób taki sam jak dla układu prostownika sterowanego.

2.7. Literatura

1. Barlik R.: Technika tyrystorowa. WNT, Warszawa 1994.
2. Januszewski S, Świątek H., Zymmer K.: Półprzewodnikowe przyrządy mocy w pytaniach i odpowiedziach. Wyd. Instytutu Elektrotechniki, Warszawa 1996.
3. Januszewski S, Świątek H.: Nowoczesne przyrządy półprzewodnikowe w energoelektronice. WNT, Warszawa 1994.
4. Napieralski A., Napieralska M.: Polowe półprzewodnikowe przyrządy dużej mocy WNT, Warszawa 1995 .
5. Rusek M., Pasierbiński J.: Elementy i układy elektroniczne w pytaniach i odpowiedziach. WNT, Warszawa 1991.
6. Luciński J.: Układy tyrystorowe. WNT, Warszawa 1972.

7. Zagajewski T.: Układy elektroniki przemysłowej. WNT, Warszawa 1978.
8. Marciniak W.: Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone. WNT, Warszawa 1987.
9. Badźmirowski K., Kołodziejski J., Spiralski L., Stolarski L.: Miernictwo elementów półprzewodnikowych i układów scalonych. WKŁ, Warszawa 1984.
10. Januszewski S, Świątek.: Miernictwo półprzewodnikowych przyrządów mocy WKŁ, Warszawa 1996.
11. Zioło K., Ciążyński W.: Laboratorium elektroniki I. Elementy półprzewodnikowe i układy podstawowe. Wyd. Pol. Śląskiej, skrypt 2177, Gliwice 2000.
12. Lucińska J.: Układy z tyrystorami dwukierunkowymi. WNT, Warszawa 1982.

Ćwiczenie 3

TRANZYSTOROWY WZMACNIACZ MOCY

3.1. Cel ćwiczenia

W trakcie ćwiczenia studenci powinni zapoznać się z budową i działaniem tranzystorowych wzmacniaczy mocy. Program ćwiczenia obejmuje badanie pracy poszczególnych stopni typowego wzmacniacza mocy, to jest stopnia wejściowego, stopnia sterującego, oraz wyjściowego stopnia mocy. Zwrócono też uwagę na sposoby zmniejszania zawartości zniekształceń nieliniowych w sygnale wyjściowym, w tym na rolę sprzężenia zwrotnego.

3.2. Wprowadzenie

Wzmacniacze mocy są układami elektronicznymi, których podstawowym zadaniem jest przekazywanie mocy do obciążenia. Wymagania stawiane wzmacniaczom mocy zależą od rodzaju odbiornika energii. I tak w przypadku wzmacniaczy akustycznych wymagamy pracy bez jakichkolwiek zniekształceń sygnału wzmacnianego. To samo dotyczy urządzeń pomiarowych czy też regulacyjnych. Natomiast w przypadku urządzeń grzejnych sprawą pierwszorzędnej wagi jest sprawność wzmacniacza, natomiast kształt przebiegu ma znaczenie drugorzędne. Tak więc istnieje wiele różnorodnych konstrukcji wzmacniaczy mocy, znacznie różniących się swoimi właściwościami. Tym niemniej cechą wspólną tej grupy wzmacniaczy jest praca przy dużych sygnałach wyjściowych, z dużymi obciążeniami.

Ze względu na specyfikę działania wzmacniacze mocy dzielimy na klasy: A, B, AB, C, D, E i F. W dalszej części zajmiemy się tylko wzmacniaczami liniowymi, do

których należą klasy: A, B, AB i C. Kryterium podziału stanowi kąt przepływu prądu kolektora tranzystora (tranzystorów) pracującego w stopniu wyjściowym. I tak do klasy A zaliczamy układy, w których kąt przepływu prądu $\Theta = 2\pi$, co oznacza, że prąd kolektora płynie przez cały okres T przebiegu wzmacnianego. Wzmacniacz należy do klasy AB, jeżeli kąt przepływu prądu Θ jest zawarty w granicach $\pi < \Theta < 2\pi$, a więc prąd kolektora płynie przez czas dłuższy niż pół okresu T. W przypadku klasy B kąt przepływu prądu Θ jest równy połowie okresu: $\Theta = \pi$. I wreszcie w przypadku klasy C prąd kolektora płynie przez czas krótszy od połowy okresu, a więc kąt przepływu $\Theta < \pi$.

Właściwości wzmacniaczy mocy mogą być charakteryzowane za pomocą typowych parametrów służących do opisu wszelkiego typu wzmacniaczy, z tym że ze względu na ich specyficzne zastosowania najistotniejsze znaczenie mają:

- **moc użyteczna wzmacniacza P_{ac}** – jest to moc sygnału wzmacnianego dostarczana do obciążenia,
- **moc zasilania P_{dc}** – jest to moc dostarczana do układu wzmacniacza mocy ze źródła zasilania,
- **sprawność energetyczna η** - parametr wskazujący, jaka część mocy zasilania P_{dc} przetwarzana jest na moc użyteczną, zgodnie z zależnością:

$$\eta = \frac{P_{iac}}{P_{dc}} \cdot 100\,[\%] \tag{3.1}$$

- **mocowe wykorzystanie tranzystora ξ** - parametr wskazujący, jaką część maksymalnej mocy wydzielonej w tranzystorze P_T stanowi maksymalna moc wyjściowa $P_{ac\,max}$, zgodnie z zależnością:

$$\xi = \frac{P_{ac\,max}}{P_T} \tag{3.2}$$

- **charakterystyka częstotliwościowa** – zależność wzmocnienia mocy k_p od częstotliwości sygnału wzmacnianego,
- **współczynnik zniekształceń nieliniowych h_1** – jest parametrem charakteryzującym wielkość zniekształceń nieliniowych (amplitudowych) wnoszonych do sygnału wzmacnianego przez układ wzmacniacza, a definiowanym zależnością (3.3):

$$h_1 = \sqrt{\left(\frac{I_2}{I_1}\right)^2 + \left(\frac{I_3}{I_1}\right)^2 + \cdots + \left(\frac{I_n}{I_1}\right)^2} \cdot 100\,[\%] \tag{3.3}$$

gdzie: I_n – amplituda n-tej harmonicznej sygnału wyjściowego.

Moc użyteczną wzmacniacza można wówczas wyrazić zależnością:

$$P_{ac} = P_1 \cdot \left(1 + h_1^2\right) \tag{3.4}$$

- **współczynnik zawartości harmonicznych h** – który spełnia tę samą rolę co współczynnik h_1 , a definiowany jest następująco:

$$h = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \cdots + U_n^2}{U_1^2 + u_2^2 + U_3^2 + \cdots + U_n^2}} \cdot 100\,[\%] \tag{3.5}$$

gdzie U_n - amplituda n-tej harmonicznej napięcia wyjściowego.

3.2.1. Wzmacniacz mocy klasy A

Przykładem wzmacniacza mocy klasy A jest pojedynczy stopień wzmacniający w układzie wspólnego emitera. Wzmacniacz ten posiada następujące właściwości:

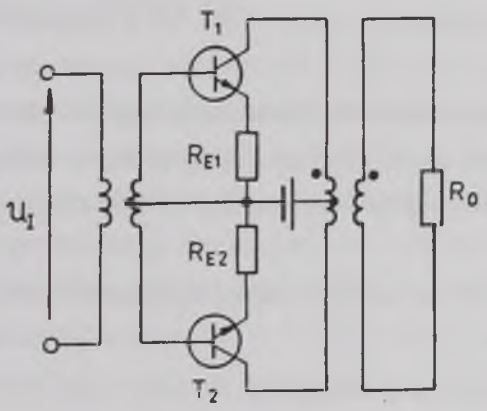
- wprowadza małe zniekształcenia nieliniowe,
- jest łatwy w zasilaniu i sterowaniu;
- zapewnia dobrą stabilizację temperaturową,
- posiada prostą konstrukcję,
- charakteryzuje się niską sprawnością energetyczną : η_{max} = 25 % , w realizacjach praktycznych 10 ÷15 % (w wersji wtórnika emiterowego sprawność spada do 6,2%),.
- zapewnia małe mocowe wykorzystanie tranzystora: ξ_{max} = 0,5.

W celu zwiększenia sprawności energetycznej stosuje się podłączenie obciążenia za pomocą transformatora dopasowującego o przekładni p > 1, co podnosi sprawność η_{max} do 50 % , a w realizacjach praktycznych do 30 ÷ 40 %. Ze względu na wymiary i koszt transformatora jest to już dzisiaj rozwiązanie historyczne. Należy też pamiętać, że rdzeń transformatora i skończone wartości jego indukcyjności wnoszą istotne zniekształcenia nieliniowe i wprowadzają ograniczenia częstotliwościowe. W podsumowaniu można stwierdzić, że sprawność wzmacniaczy mocy klasy A jest zbyt mała, co prowadzi do dużego zużycia mocy zasilania i konieczności stosowania tranzystorów przystosowanych do odprowadzania dużych ilości ciepła poprzez kolektory Dla przykładu przy ξ_{max} = 0,5 dla odprowadzenia do obciążenia mocy 10 W trzeba

zastosować tranzystor o dopuszczalnej mocy strat 20 W. Nadwyżkę 10 W mocy należy odprowadzić do otoczenia.

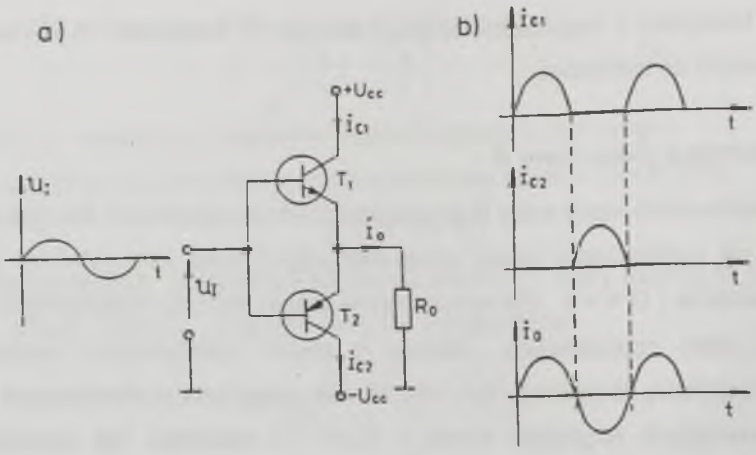
3.2.2. Wzmacniacz mocy klasy B

We wzmacniaczach mocy klasy B w celu podniesienia sprawności energetycznej wprowadza się ograniczenie czasu przepływu prądu przez tranzystor do połowy okresu wzbudzenia ($\Theta = \pi$) . Dla wzmocnienia całego sygnału wejściowego należy zastosować układ przeciwsobny, złożony z dwóch identycznych tranzystorów (rys. 3.1). Tranzystory te powinny być wzbudzane napięciami o jednakowych amplitudach, przesuniętych względem siebie w fazie o π radianów. We wzmacniaczu przeciwsobnym tranzystory mogą pracować w każdym z podstawowych układów: OE, OB., OC, z tym że najczęściej stosuje się układ OE ze względu na największe wzmocnienie. Z kolei układ OC charakteryzuje się najmniejszym poziomem zniekształceń nieliniowych.



Rys. 3.1. Transformatorowy, przeciwsobny wzmacniacz mocy klasy B

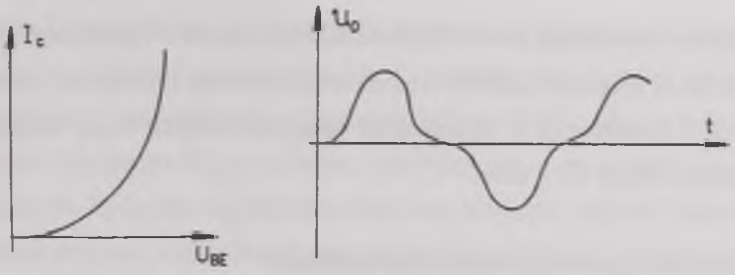
We współczesnych wzmacniaczach przeciwsobnych klasy B unika się stosowania transformatorów z analogicznych powodów jak w przypadku wzmacniaczy klasy A. W związku z tym podstawowym rozwiązaniem są przeciwsobne wzmacniacze komplementarne (rys. 3.2a), w których stosuje się tranzystory przeciwnego typu o wzajemnie uzupełniających się charakterystykach. W przypadku tranzystorów bipolarnych będą to tranzystory typów: p-n-p i n-p-n. Przedstawiony na rys. 3.2a



Rys. 3.2. Wzmacniacz przeciwsobny o symetrii komplementarnej w układzie wspólnego kolektora: a) schemat ideowy, b) przebiegi prądów I_{c1}, I_{c2}, i_0

wzmacniacz pracuje w układzie ze wspólnym kolektorem. Wzmacniacze tego typu, pracujące w klasie B charakteryzują się:

- Dużą sprawnością energetyczną: ξ_{max} = 78,5 %, w realizacjach praktycznych około 50%.
- Wysokim mocowym wykorzystaniem tranzystora: ξ_{max} = 5. Oznacza to, że dla osiągnięcia mocy wyjściowej 10 W wystarczą tranzystory o maksymalnej dopuszczalnej mocy wydzielanej w kolektorze równej 2 W (porównaj z układem w klasie A).
- Mniejszą mocą zasilania, co wynika z małej (teoretycznie równej zero) wartości prądu spoczynkowego.
- Podziałem mocy pomiędzy dwa tranzystory.
- Koniecznością stosowania pary tranzystorów o symetrycznie jednakowych charakterystykach.
- Większą złożonością konstrukcji.
- Dużymi problemami związanymi ze sterowaniem, zasilaniem i stabilizacją temperaturową.
- Zwiększeniem zawartości nieparzystych harmonicznych, szczególnie przy pracy dla dużych sygnałów wejściowych, co wynika ze zmniejszania się wartości współczynnika wzmocnienia prądowego β przy dużych wartościach prądów kolektora I_C.



Rys. 3.3. Sygnał wyjściowy z dużą zawartością zniekształceń skrośnych powstających na skutek dużej nieliniowości początkowego obszaru charakterystyk $I_C = f(U_{BE})$ tranzystora stopnia wyjściowego

- Powstawaniem zniekształceń skrośnych (rys. 3.3) przy pracy dla małych prądów, w zakresie napięć $|U_{BE}| \leq 0{,}6$ V, gdzie charakterystyki tranzystorów są bardzo nieliniowe i następuje przełączanie tranzystorów (jeden wchodzi w stan aktywny, podczas gdy drugi w stan odcięcia). Zniekształcenia są tym większe, im mniejsza jest amplituda sygnału wejściowego i im mniejsza jest rezystancja źródła.

3.2.3. Wzmacniacz mocy klasy AB

W celu znacznej redukcji zniekształceń skrośnych należy wstępnie spolaryzować obwód bazy, tak aby wartość prądu spoczynkowego kolektora I_C przyjęła optymalną wartość – rzędu kilku procent wartości I_{Cmax}. Obniża to nieznacznie sprawność układu, ale prowadzi do wyraźnego zmniejszenia nieliniowości wypadkowej charakterystyki wejściowej wzmacniacza. Oznacza to, że w okolicach punktu zerowego jednocześnie przewodzą obydwa tranzystory, a więc kąt przepływu Θ jest większy od π radianów. W realizacjach praktycznych to rozszerzenie kąta przepływu Θ jest niewielkie, tak że mówi się o klasie AB bliskiej klasie B. W tej sytuacji wszystkie pozostałe własności wzmacniaczy mocy tych dwóch klas są bardzo zbliżone. Większość realizowanych układów wzmacniaczy mocy to w rzeczywistości wzmacniacze klasy AB. Podstawowym problemem konstrukcyjnym jest utrzymanie stałej wartości prądu spoczynkowego w szerokim zakresie temperatur pracy wzmacniacza.

3.2.4. Wzmacniacz mocy klasy C

Wzmacniacze mocy klasy C stosuje się głównie w zakresie wysokich częstotliwości, w takiej sytuacji gdy można dopuścić zniekształcenia sygnału wyjściowego. Wzmacniacze te pracują zwykle z wartościami kąta przepływu Θ z zakresu od $2/3\ \pi$

do π radianów i zawierają obwód rezonansowy w układzie wyjściowym, co prowadzi do wzmocnienia wąskiego pasma częstotliwości bliskich rezonansu i działa jak układ selektywny. Wzmacniacze te umożliwiają osiąganie dużych mocy użytecznych przy sprawnościach rzędu 70 ÷ 80%.

3.2.5. Struktura typowego wzmacniacza mocy

Typowy wzmacniacz mocy składa się z trzech podstawowych stopni:

- stopnia wejściowego – którego zadaniem jest odpowiednie wzmocnienie napięciowe sygnału wejściowego oraz wzajemne dopasowanie rezystancji źródła i wzmacniacza;
- stopnia sterującego - którego zadaniem jest właściwe wysterowanie końcowego stopnia mocy;
- stopnia mocy – który jest właściwym wzmacniaczem mocy.

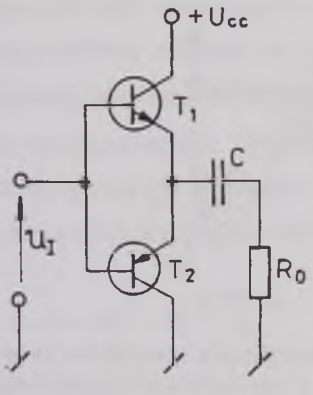
W realizacjach praktycznych role stopni wejściowego i sterującego często spełnia wzmacniacz napięciowy pracujący w klasie A, natomiast wzmacniacz mocy jest układem przeciwsobnym pracującym najczęściej w klasie AB, bliskiej klasie B lub wykorzystującym pętlę sprzężenia zwrotnego ujemnego.

3.2.6. Stopień wyjściowy wzmacniacza mocy

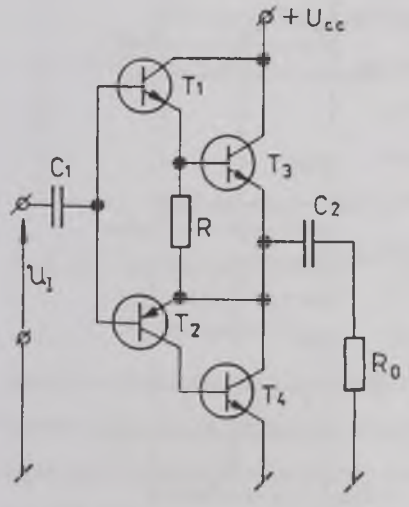
Zadaniem stopnia mocy jest oddanie do obciążenia maksymalnie dużej mocy, przy zachowaniu jak najwyższej sprawności i spełnieniu odpowiednich wymagań odnośnie do zawartości zniekształceń nieliniowych. Na rys.3.2.a przedstawiono typowy wzmacniacz przeciwsobny o symetrii komplementarnej, pracujący w klasie B. Komplementarne tranzystory T_1 i T_2 pracują tu jako wtórniki emiterowe, a ich charakterystyki powinny być identyczne. Taka konstrukcja umożliwia wyeliminowanie transformatorów wejściowego i wyjściowego. Układ ten charakteryzuje się dużą impedancją wejściową i małą wyjściową, posiada wzmocnienie napięciowe mniejsze od jedności, a prądowe równe $(1 + h_{21E})$. W rezultacie wymaga dla prawidłowego wysterowania dużych amplitud sygnału wejściowego u_I , co prowadzi do konieczności stosowania wzmacniacza napięciowego jako stopnia sterującego. Do jego istotnych wad należy konieczność zasilania z układu dwóch baterii.

Zasadę działania zilustrowano na rys.3.2.b: dodatnia połówka sygnału wejściowego u_I powoduje przewodzenie tranzystora T_1 , przez który płynie prąd i_{C1}. W tym cza-

sie tranzystor T_2 jest odcięty. Prąd płynący przez obciążenie R_0 jest równy prądowi kolektora: $i_{C1} = i_0$. W trakcie przepływu ujemnej połówki sygnału wejściowego u_I tranzystor T_1 wchodzi w stan odcięcia, a przewodzi tranzystor T_2. W tym przypadku prąd płynący przez obciążenie R_0 jest prądem kolektora: $i_{C2} = i_0$. W ostatecznym efekcie przez obciążenie R_0 płynie wypadkowy prąd i_0 o kształcie sygnału wejściowego u_I. Jeżeli napięcie sygnału wejściowego jest równe zeru, to przez obciążenie nie płynie żaden prąd.



Rys. 3.4. Wzmacniacz przeciwsobny klasy B z jednym źródłem zasilania



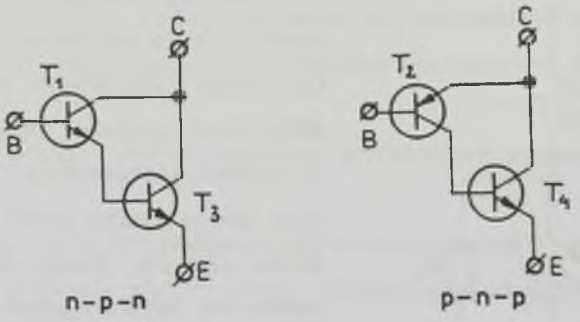
Rys. 3.5. Przeciwsobny wzmacniacz quasi-komplementarny

W celu wyeliminowania konieczności zasilania z dwóch oddzielnych źródeł $+U_{CC}$ i $-U_{CC}$ należy odseparować obciążenie R_0 od połączonych emiterów tranzystorów T_1 i T_2 za pomocą kondensatora C (rys.3.4), wówczas obwód można zasilić z pojedynczego źródła zasilania. Należy tylko pamiętać o właściwym dobraniu pojemności kondensatora C, tak aby przeładowywanie jego pojemności było niewielkie. Wówczas spadek napięcia na nim powinien wynosić około połowy wartości napięcia zasilania U_{CC}. Ponieważ rezystancja wyjściowa wzmacniacza jest bardzo mała, to wartość pojemności C zależy tylko od rezystancji obciążenia R_0 i dolnej częstotliwości granicznej f_d wzmacniacza (zależność 3.6):

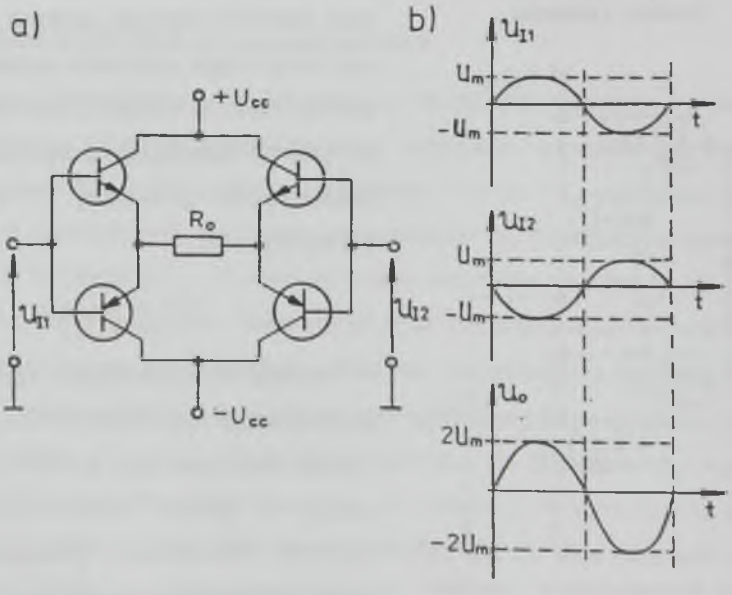
$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot R_0} \qquad (3.6)$$

Istnieją duże trudności w uzyskiwaniu par komplementarnych tranzystorów dużej mocy. W celu ominięcia tego problemu stosuje się układy o symetrii quasi-komplementarnej (rys.3.5). Wzmacniacz pracujący w takim układzie posiada w stopniu wyjściowym dwa takie same tranzystory T_1 i T_2 (na rys.3.5 są

to tranzystory typu n-p-n), ponieważ dobranie dwóch identycznych tranzystorów o takim samym typie przewodnictwa jest znacznie łatwiejsze. Tranzystor T_3 jest sterowany z emitera tranzystora T_1 – obydwa tranzystory są tego samego typu (n-p-n) i razem tworzą układ Darlingtona zachowujący się jak tranzystor typu n-p-n o wzmocnieniu prądowym $\beta = \beta_1 \cdot \beta_3$ (rys.3.6). Natomiast tranzystor T_4 (n-p-n) jest sterowany z kolektora tranzystora T_2 typu p-n-p. Jest to układ Darlingtona z tranzystorami przeciwstawnymi (rys.3.6). W takim układzie zasadniczą rolę odgrywa tranzystor T_2,



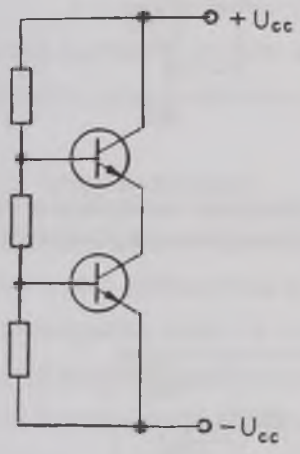
Rys. 3.6. Tranzystory o przeciwnych typach przewodnictwa utworzone za pomocą układów Darlingtona zwykłego (n-p-n) i z tranzystorami przeciwstawnymi (p-n-p)



Rys. 3.7. Mostkowy wzmacniacz mocy klasy B: a) schemat ideowy, b) przebiegi napięć wejściowych (u_{I1}. u_{I2})

który decyduje o tym, że cały układ zachowuje się jak tranzystor typu p-n-p o wzmocnieniu prądowym $\beta = \beta_2 \cdot \beta_4$. W ostatecznym efekcie cały układ działa jak wzmacniacz komplementarny.

Istnieje możliwość połączenia dwóch wzmacniaczy komplementarnych poprzez obciążenie R_0 w sposób pokazany na rys.3.7a. Układ ten jest sterowany napięciami równymi co do modułu, ale przesuniętymi w fazie o π radianów, tak że jednocześnie przewodzą dwa tranzystory umieszczone po przekątnej mostka, jakim jest taki układ, podczas gdy para umieszczona w drugiej przekątnej znajduje się w stanie odcięcia. W takim układzie napięcie na obciążeniu R_0 może osiągnąć dwukrotnie większą maksymalną wartość amplitudy napięcia wyjściowego: $u_I = 2 \cdot U_{CC}$, ale tego obciążenia nie można uziemnić. W efekcie taki wzmacniacz noszący nazwę „mostkowego" umożliwia znaczne zwiększenie mocy wyjściowej oddawanej do obciążenia. Łatwiej też w tym przypadku dopasować układ do różnych rezystancji obciążenia.



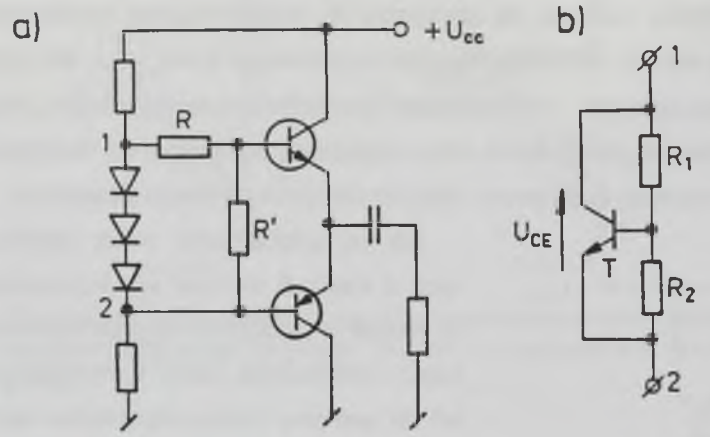
Rys. 3.8. Najprostszy sposób polaryzacji wzmacniacza klasy AB

Jak już wspomniano, wadą układów pracujących w klasie B są duże zniekształcenia skrośne, co można w znacznym stopniu wyeliminować poprzez umożliwienie pracy wzmacniacza w klasie AB. W tym celu trzeba odpowiednio spolaryzować bazy tranzystorów mocy. Najprostszym rozwiązaniem jest zastosowanie dzielnika rezystancyjnego (rys.3.8), które to rozwiązanie ma niestety jedną zasadniczą wadę – jest bardzo niestabilne temperaturowo. W związku z tym stosuje się kilka diod połączonych szeregowo (na rys.3.9a pomiędzy punktami 1 i 2) i spolaryzowanych w kierunku przewodzenia. Mała rezystancja dynamiczna tych diod oraz ujemny współczynnik temperaturowy napięcia na złączach znacznie poprawiają stabilność temperaturową całego układu. Rezystory R i R' pozwalają na precyzyjne ustawienie punktu pracy. Diody kompensacyjne powinny być umieszczone na wspólnym radiatorze z tranzystorami mocy. Na rys.3.9b pokazano inny układ, zawierający mniej elementów, który umożliwia jeszcze dokładniejszą kompensację wpływu temperatury. Tranzystor T jest objęty pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego, zrealizowaną za pomocą dzielnika napięciowego

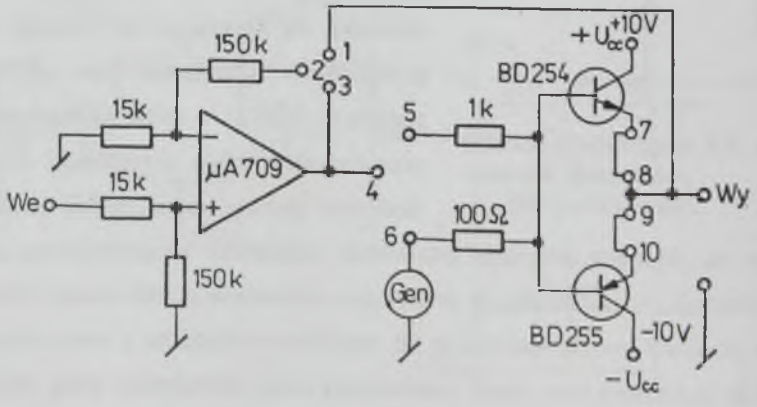
R_1, R_2. Przy założeniu że prąd bazy ma wartość zerową, wyrażenie na napięcie U_{CE} przybiera postać (3.7), co umożliwia właściwy dobór wartości rezystorów R_1 i R_2:

$$U_{CE} = U_{BE} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (3.7)$$

W celu dokładnego dobrania wartości wypadkowego współczynnika temperaturowego w miejsce rezystora R_1 stosuje się termistor typu NTC, który wraz z tranzystorem T powinien być umieszczony na wspólnym radiatorze z tranzystorami mocy.



Rys. 3.9. Skompensowane temperaturowo sposoby polaryzacji wzmacniacza klasy AB: a) szereg diod i dzielnik rezystorowy, b) tranzystor w pętli sprzężenia zwrotnego



Rys. 3.10. Wzmacniacz mocy klasy B ze stopniem sterującym w postaci wzmacniacza napięciowego nieodwracajacego (model badany w trakcie ćwiczenia)

Innym, bardzo skutecznym sposobem eliminacji zniekształceń skrośnych jest zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego. Przykład rozwiązania układowego, wykorzystującego jako wzmacniacz napięciowy scalony wzmacniacz operacyjny, zaprezentowano na rys.3.10 (w układzie należy zewrzeć zaciski 1 – 2, oraz 4 – 6; generator należy odłączyć). Wzmocnienie napięciowe przedstawionego układu wynosi $k_U = 11$. Zastosowanie pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego powoduje zmniejszenie amplitudy harmonicznych sygnału wyjściowego w takim stosunku, w jakim zmniejszone jest wzmocnienie całego układu w porównaniu do sytuacji bez tej pętli. Tym samym zmniejszeniu ulega wartość współczynnika zawartości harmonicznych zgodnie z zależnością (3.8):

$$h_f = \frac{h}{1 + k \cdot \beta} \tag{3.8}$$

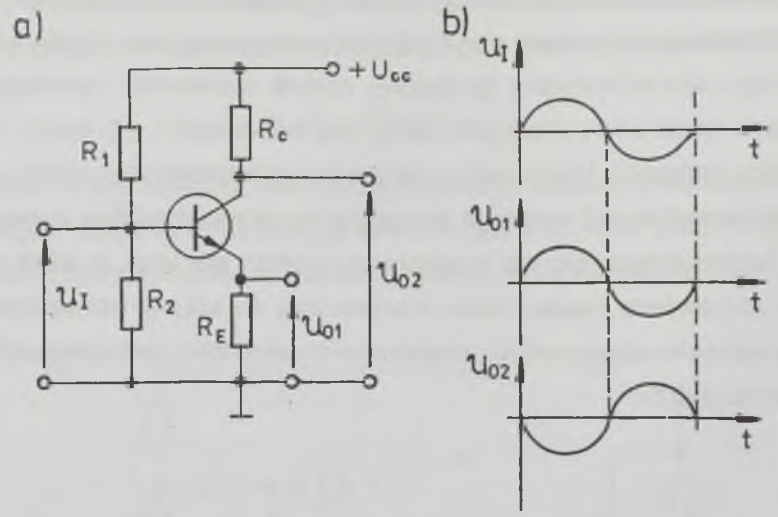
gdzie: h_f – współczynnik zawartości harmonicznych dla układu ze sprzężeniem zwrotnym,

k – wzmocnienie napięciowe wzmacniacza.

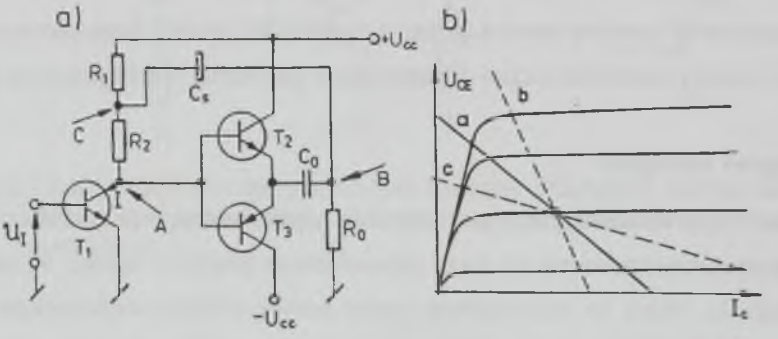
Ujemne sprzężenie zwrotne powoduje też rozszerzenie pasma przenoszonych częstotliwości poprzez obniżenie dolnej częstotliwości granicznej i podwyższenie górnej.

3.2.7. Stopień sterujący

Zadaniem stopnia sterującego jest właściwe wysterowanie tranzystorów stopnia mocy, a więc dostarczenie na ich bazy odpowiednich prądów i napięć. W najprostszym przypadku może on jednocześnie pełnić funkcję stopnia wejściowego. W tej sytuacji musi to być wzmacniacz napięciowy o odpowiednim wzmocnieniu. Przykładowe rozwiązanie zamieszczono na rys.3.11a (napięciem wyjściowym sterującym stopniem mocy jest oczywiście napięcie u_{02}). Od właściwej współpracy wzmacniacza napięciowego i stopnia mocy zależą własności całego wzmacniacza mocy. Dla ilustracji tego problemu przeanalizujmy rys.3.12a. Początkowo wzmacniacz sterujący nie jest połączony ze stopniem mocy, a wartość pojemności sprzęgającej $C_S = 0$. Prostą obciążenia dla tej sytuacji przedstawiono na rys.3.12b – jest to prosta „a". Połączenie wyjścia wzmacniacza napięciowego zbudowanego na tranzystorze T_1 z wejściem układu przeciwsobnego zbudowanego na tranzystorach T_2 i T_3 zdecydowanie pogarsza warunki pracy tego wzmacniacza. Rezystancja wejściowa układu



Rys. 3.11. Wzmacniacz klasy A jako układ sterujący: a) schemat ideowy, b) przebiegi napięć wejściowego (u_I) i wyjściowego (u_{01} i u_{02})

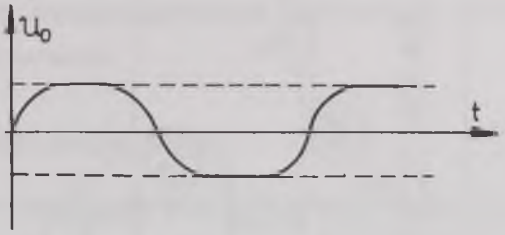


Rys. 3.12. Wykorzystanie układu „bootstrap" do poprawy charakterystyk pracy wzmacniacza mocy: a) schemat ideowy, b) proste obciążenia tranzystora T1 stopnia sterującego

przeciwsobnego dołącza się równolegle do rezystancji obciążenia $R_1 + R_2$. W rezultacie zmienia się nachylenie prostej obciążenia – na rys.3.12b prosta „b" – co skutkuje nasycaniem się tranzystorów stopnia mocy, a więc zniekształceniami wzmacnianego sygnału (rys.3.13). Maksymalną wartość amplitudy niezniekształconego napięcia wyjściowego U_{0max} można oszacować z zależności (3.9):

$$u_{0\,max} = \frac{(1+\beta)\cdot R_0}{(1+\beta)\cdot R_0 + R_1 + R_2}\cdot (U_{CC} - U_{BE}) = K\cdot (U_{CC} - U_{BE}) \qquad (3.9)$$

Zwykle zachodzi sytuacja, że $K << 1$, ponieważ $(1 + \beta)\cdot R_0 >> (R_1 + R_2)$.



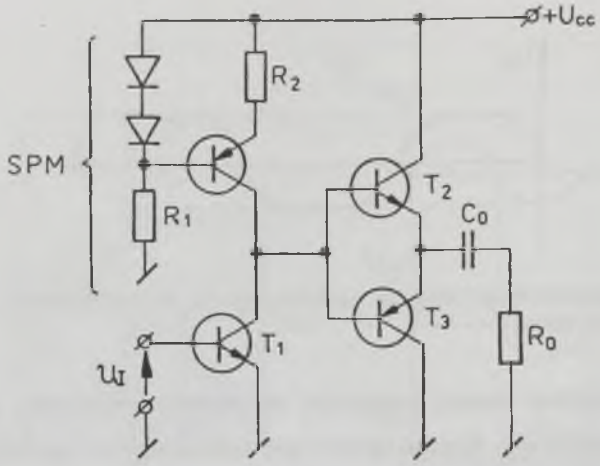
Rys. 3.13. Zniekształcenie napięcia wyjściowego u_0 przy nasycaniu się tranzystorów stopnia mocy

Dla poprawy sytuacji należy zwiększyć rezystancję wejściową „widzianą" przez wzmacniacz napięciowy. Rozwiązaniem jest zastosowanie równoległego, napięciowego dodatniego sprzężenia zwrotnego, które tworzy kondensator C_S włączony pomiędzy punkty B i C (rys.3.12.a - $C_S \neq 0$). Otrzymujemy układ typu „bootstrap", w którym następuje zwielokrotnienie impedancji wejściowej. Na rys.3.12.b odpowiada to prostej obciążenia „c". Działanie tego układu można opisać następująco: wartość pojemności kondensatora C_S jest tak dobrana, aby można było przyjąć, że dla wzmacnianego sygnału zmiennego stanowi on zwarcie. Wówczas zmiany napięcia w punktach B i C są identyczne. Ponieważ tranzystory stopnia wyjściowego pracują jako wtórniki emiterowe, to zmiany napięcia wyjściowego (punkt B) są takie same jak na wyjściu stopnia sterującego (punkt A). W efekcie na rezystorze R_2 utrzymywany jest stały spadek napięcia, co wymusza przepływ prądu kolektora o stałej wartości, takiej samej jak w stanie statycznym. Zwróćmy uwagę, że tym razem wartość amplitudy niezniekształconego napięcia wyjściowego U_{0max} jest bliska wartości napięcia zasilającego U_{CC}:

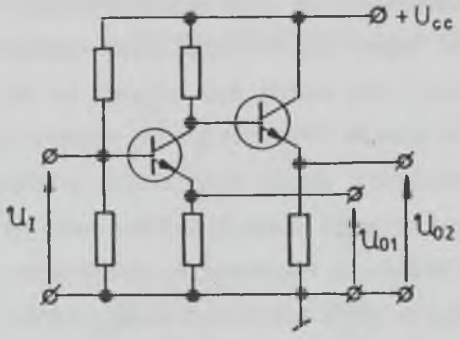
$$U_{0max} = \frac{(1+\beta)\cdot R_0}{R_1 + R_2}\cdot(U_{CC} - U_{BE}) = K\cdot(U_{CC} - U_{BE}) \approx U_{CC} \qquad (3.10)$$

ponieważ $K \approx 1$, gdyż warunek $(1 + \beta)\cdot R_0 \approx (R_1 + R_2)$ jest stosunkowo łatwy do spełnienia. Układ tego typu jest dynamicznym źródłem prądowym. Niestety, duża rezystancja dynamiczna tego źródła istotnie maleje w zakresie przejścia przez zero, gdy tranzystory ulegają przełączaniu.

Wady tej pozbawione jest statyczne źródło prądowe wykorzystane jako obciążenie wzmacniacza napięciowego (rys.3.14), przez co skutecznie eliminuje zniekształcenia nieliniowe. Dodatkową zaletą tego rozwiązania jest uniezależnienie prądu spoczynkowego tranzystorów stopnia mocy od wpływu zmian napięcia zasilającego U_{CC}.

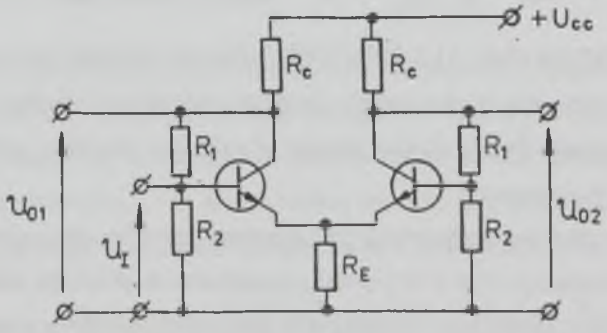


Rys. 3.14. Wykorzystanie statycznego źródła prądowego jako obciążenia tranzystora T_1



Rys. 3.15. Układ sterujący zapewniający identyczne rezystancje wyjściowe dla obu napięć wyjściowych u_{01} i u_{02}

W przypadku wyjściowego stopnia mocy zbudowanego z tranzystorów o jednakowym typie przewodnictwa do właściwego wysterowania należy dostarczyć dwa identyczne napięcia u_{01} i u_{02} przesunięte wzajemnie w fazie o π radianów. Przykładowe rozwiązania przedstawiono na: rys.3.11a (dla prawidłowej pracy musi być spełniony warunek: $R_C = R_E$), rys.3.15 (w tym przypadku impedancje wyjściowe dla obu napięć będą jednakowe, czego nie da się za-



Rys. 3.16. Wzmacniacz różnicowy jako układ sterujący

pewnić w poprzednim układzie), oraz na rys.3.16. Ostatnie rozwiązanie posiada najbardziej korzystne właściwości.

3.2.8. Przykład analizy stopnia mocy

Dla przykładu zamieszczono analizę zależności energetycznych dla wzmacniacza przeciwsobnego pracującego w klasie B, zasilanego z jednego źródła napięcia przedstawionego na rys.3.4. Założono, że układ pracuje dla wymuszenia sinusoidalnego $i_C(t)=I_0\sin(\omega t)$ przy częstotliwości, dla której spełniony jest warunek:

$$\frac{1}{\omega \cdot C} << R_0$$

Wówczas maksymalną wartość natężenia prądu kolektora I_{Cmax} można obliczyć z zależności:

$$I_{C\max} = \frac{1}{R_0} \cdot \left(U_{CC} - U_{CEsat} - \frac{1}{2} \cdot U_{CC} \right) \tag{3.11}$$

Prąd ten nie powinien przekroczyć maksymalnej dopuszczalnej wartości prądu kolektora dla zastosowanego tranzystora.

Moc wydzieloną w kolektorze tranzystora wyznaczamy z wyrażenia:

$$P_C = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} i_C(\omega \cdot t) \cdot u_{CE}(\omega \cdot t) d(\omega \cdot t) \tag{3.12}$$

gdzie $u_{CE}(t) = 0{,}5 \cdot U_{CC} - U_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$.

Po podstawieniu i odpowiednich przekształceniach otrzymamy:

$$P_C = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_0}{R_0} \cdot \left(\frac{U_{CC}}{\pi} - \frac{U_0}{2} \right) \tag{3.13}$$

Na tej podstawie wyrażenie na maksymalną moc, jaka wydzieli się w kolektorze tranzystora, można zapisać następująco:

$$P_{C\max} = \frac{U_{CC}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_0} \tag{3.14}$$

Moc, jaka jest pobierana z zasilania, obliczamy przy założeniu, że pobiera ją tylko tranzystor T_1 , podczas gdy tranzystor T_2 zasilany jest z kondensatora C:

$$P_{zas} = I_{Csr} \cdot U_{CC} \tag{3.15}$$

Wartość średnią natężenia prądu kolektora wyznaczamy następująco:

$$I_{Csr} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} I_C \cdot \sin(\omega \cdot t) d(\omega \cdot t) = \frac{I_C}{\pi}$$

tak więc po podstawieniu do wyrażenia (3.15) otrzymamy:

$$P_{zas} = \frac{1}{\pi} \cdot I_C \cdot U_{CC}$$

Na tej podstawie można obliczyć maksymalną moc pobieraną z zasilania:

$$P_{zas\,max} = \frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot U_{CC} - U_{CEsat} \right) \cdot \frac{U_{CC}}{R_0} \tag{3.16}$$

Natomiast maksymalna moc przekazywana do obciążenia to:

$$P_{0\,max} = \left(\frac{I_{0\,max}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot R_0 = \frac{(U_{CC} - 2 \cdot U_{CEsat})^2}{8 \cdot R_0} \tag{3.17}$$

Na podstawie uzyskanych zależności można wyznaczyć sprawność wzmacniacza:

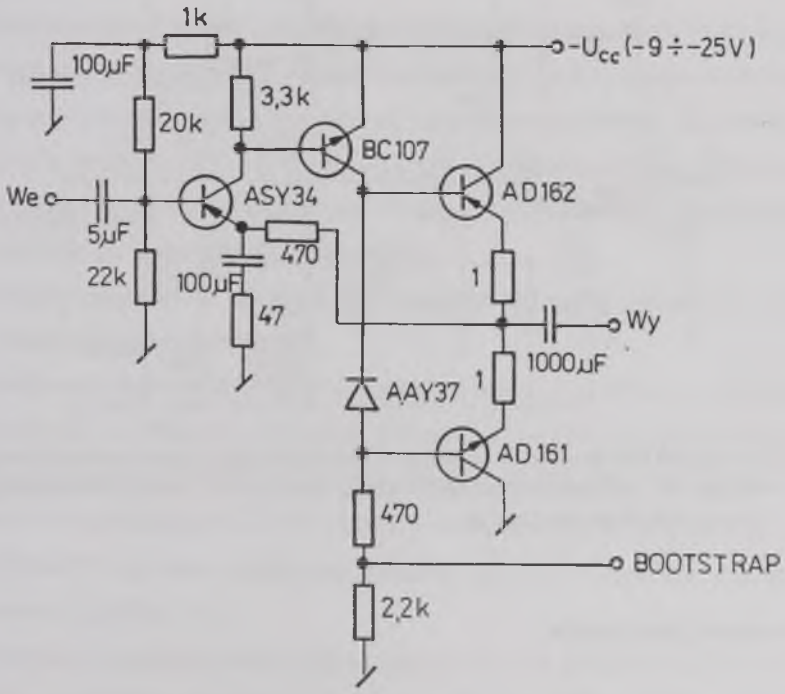
$$\eta = \frac{P_{0\,max}}{P_{zas\,max}} = \frac{\pi}{4} \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{CEsat}}{U_{CC}} \right) \tag{3.18}$$

Przyjmując założenie, że mamy do czynienia z idealnym tranzystorem, to znaczy gdy $U_{CEsat} = 0$, uzyskamy maksymalną teoretyczną wartość sprawności takiego wzmacniacza równą 78,5 %.

3.3. Tematy sprawdzające

1. Przedstawić i wyjaśnić zasady klasyfikacji wzmacniaczy mocy.
2. Przedstawić i zdefiniować podstawowe parametry wzmacniaczy mocy .
3. Omówić właściwości wzmacniaczy mocy klasy A.
4. Przedstawić i wyjaśnić podobieństwa i różnice pomiędzy wzmacniaczami mocy klas B i AB.
5. Wyjaśnić zasadę działania wzmacniacza przeciwsobnego ze sprzężeniem transformatorowym. Podać jego wady i zalety.
6. Wymienić podstawowe rodzaje stopni mocy, porównać ich właściwości.
7. Omówić podstawowe rodzaje zniekształceń sygnału wyjściowego i sposoby ich eliminacji.
8. Wyjaśnić zasadę działania układu typu „bootstrap" na przykładzie wzmacniacza mocy pracującego w klasie B.
9. Przedstawić i wyjaśnić sposoby stabilizacji temperaturowej wzmacniaczy klasy A.
10. Wyjaśnić zasadę działania oraz podać wady i zalety wzmacniacza różnicowego. Uzasadnić sens zastosowania go we wzmacniaczu mocy.

11. Porównać sposoby stabilizacji temperaturowej wzmacniaczy klasy A oraz klas B i AB.
12. Podać definicję oraz wyprowadzić wzory pozwalające na obliczenie mocy strat, mocy pobieranej z zasilania, mocy wydzielanej w obciążeniu i sprawności wzmacniacza komplementarnego klasy B.
13. Jaką rolę może we wzmacniaczach mocy odgrywać ujemne sprzężenie zwrotne ? Proszę narysować przykład takiego rozwiązania oraz wyjaśnić zasadę jego działania.
14. Wzmacniacz quasi-komplementarny: zasada działania, właściwości i zastosowania.
15. Proszę podać przykładowe rozwiązania stopni sterujących po jednym dla każdej z klas.

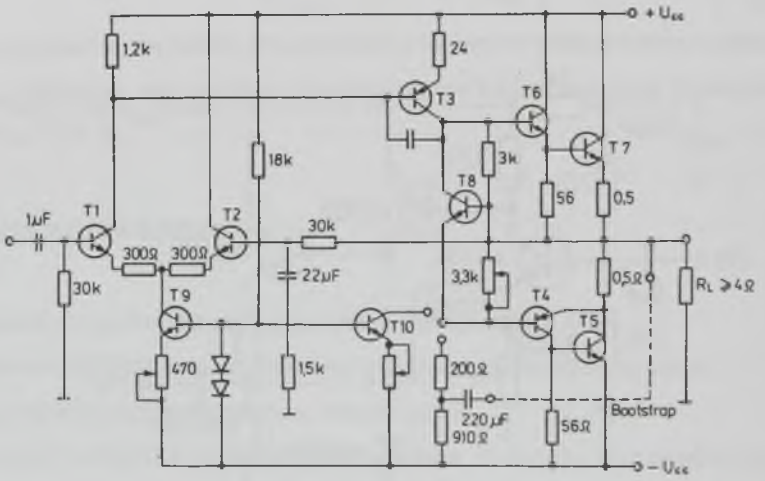


Rys. 3.17. Schemat ideowy wzmacniacza przeciwsobnego, komplementarnego badanego w trakcie ćwiczenia

3.4. Aparatura pomocnicza

Do poznania właściwości wzmacniaczy mocy służą odpowiednie modele (między innymi przedstawione na rysunkach: 3.10, 3.17 i 3.18). Odpowiednie pomiary należy przeprowadzić za pomocą następujących przyrządów:

- Generator funkcyjny pracujący w zakresie częstotliwości akustycznych;
- Oscyloskop dwukanałowy;
- Miernik mocy wydzielanej w obciążeniu;
- Miernik zawartości harmonicznych;
- Miernik uniwersalny;
- Opornica suwakowa dużej mocy.



Rys. 3.18. Schemat ideowy wzmacniacza przeciwsobnego, quasi-komplementarnego klasy AB ze wzmacniaczem różnicowym w roli układu sterującego - badany w trakcie ćwiczenia

3.5. Program ćwiczenia

1. Model wzmacniacza mocy klasy B o schemacie przedstawionym na rys.3.10.
   a) Zestawić układ w następujący sposób:
   - Zewrzeć punkty 7 i 8, rozewrzeć 9 i 10, punkty 1 i 5 pozostawić bez podłączenia, do punktu 6 podłączyć generator funkcyjny, do punktu Wy podłączyć opornicę dekadową dużej mocy (ustawić wartość rezystancji $R_0 = 8\ \Omega$);

- Zasilić układ napięciem ± 10 V;
- Uruchomić generator funkcyjny: ustawić przebieg sinusoidalny o częstotliwości 1000 Hz;
- Zaobserwować wygląd napięć (i zarejestrować) w punktach 6 i Wy zmieniając amplitudę w dostępnym zakresie;
- To samo powtórzyć, tym razem wyłączając tranzystor BD 254, a włączając tranzystor BD 255.

b) Zestawić przeciwsobny stopień mocy (punkty 7-8 oraz 9-10 odpowiednio zwarte), do punktu 6 podłączyć generator funkcyjny, do punktu Wy podłączyć opornicę suwakową dużej mocy (ustawić wartość rezystancji $R_0 = 8\ \Omega$);
   - Zasilić układ napięciem ± 10 V;
   - Uruchomić generator funkcyjny: ustawić przebieg sinusoidalny, o częstotliwości 1000 Hz;
   - Zaobserwować wygląd napięć (i zarejestrować) w punktach 6 i Wy zmieniając amplitudę w dostępnym zakresie, zwrócić szczególną uwagę na zniekształcenia sygnału wyjściowego i zmierzyć poziom zniekształceń dla napięć sterujących o amplitudach 1 V i 6 V (**uwaga** – nie przesterować wzmacniacza).

c) Wysterować komplementarny stopień mocy ze wzmacniacza napięciowego zrealizowanego na wzmacniaczu operacyjnym:
   - Połączyć punkty 4-6, oraz 2-3, generator przełączyć do punktu We, pozostałe połączenia jak w punkcie b).
   - Zaobserwować wygląd napięć (i zarejestrować) w punktach 6 i Wy zmieniając amplitudę w dostępnym zakresie, zwrócić szczególną uwagę na zniekształcenia sygnału wyjściowego i zmierzyć poziom zniekształceń dla napięć sterujących o amplitudach 1 V i 6 V (**uwaga** – nie przesterować wzmacniacza).
   - Uruchomić ujemne sprzężenie zwrotne poprzez: rozwarcie punktów 2-3 i zwarcie punktów 1-2;
   - Powtórzyć postępowanie z poprzedniego punktu, zwracając szczególną uwagą na wpływ sprzężenia zwrotnego na zniekształcenia skrośne. Przeprowadzić też obserwacje wyglądu kształtu napięć w punktach 6 i Wy, w momencie gdy wzmacniacz zaczyna wchodzić w nasycenie. Zmierzyć wówczas amplitudy napięcia wyjściowego oraz wartości napięć zasilających $+U_{CC}$ i $-U_{CC}$.

d) Przebadać wpływ napięć zakłócających. W tym celu podłączyć napięcie sinusoidalne o częstotliwości 50 Hz i amplitudzie 12 V do punktu 5. Badania przeprowadzić dla obu układów z punktu c).

e) Zdjąć charakterystykę mocy wyjściowej, wzmacniacza objętego pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego w funkcji jego obciążenia : $P_0 = f(R_0)$. W tym celu ustawić tak napięcie wejściowe, aby wzmacniacz pracował na granicy nasycenia (przesterowania) i kontrolować ten stan przy zmianach obciążenia. Obciążenie zmieniać w granicach od 5 do 30 Ω.

f) Zdjąć charakterystykę amplitudy wyjściowej wzmacniacza objętego pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego w funkcji częstotliwości sygnału wejściowego: $U_0 = f(f)$, dla obciążenia $R_0 = 8\ \Omega$ i amplitudy napięcia wejściowego $U_i = 3$ V = const.

g) Zdjąć charakterystykę mocy wyjściowej wydzielanej w obciążeniu: $P_0 = f(f)$ dla obciążenia $R_0 = 8\ \Omega$, dla takich warunków jak w punkcie e).

h) Zasilić wzmacniacz jednopołówkowo wyprostowanym napięciem o częstotliwości 50 Hz. Na wejście podać sygnał sinusoidalny też o częstotliwości 50 Hz. Zaobserwować kształt sygnałów w punktach 6 i Wy.

2. Model wzmacniacza mocy klasy AB o schemacie przedstawionym na rys.3.17:

a) Do wyjścia wzmacniacza podłączyć obciążenie $R_0 = 8\ \Omega$, napięcie zasilania ustawić na wartość $U_{CC} = -25$ V, do wejścia podłączyć generator funkcyjny, wybrać przebieg o kształcie sinusoidalnym i częstotliwości 1000 Hz. Za pomocą oscyloskopu zdjąć charakterystykę napięcia wyjściowego w funkcji napięcia wejściowego: $U_0 = f(U_i)$. Pomiary przeprowadzić dla następujących sytuacji:
   - Rezystor emiterowy 2,2 kΩ zwarty do masy,
   - Rezystor emiterowy 2,2 kΩ podłączony do układu,
   - Włączona pętla dodatniego sprzężenia zwrotnego („bootstrap").

b) Wyznaczyć charakterystykę maksymalnej niezniekształconej mocy wyjściowej wzmacniacza mocy z włączoną pętla dodatniego sprzężenia zwrotnego, w funkcji napięcia zasilającego $P_{0max} = f(U_{CC})$ dla obciążenia $R_0 = 8\ \Omega$ i częstotliwości 1000 Hz. Dopuszczalne zmiany napięcia zasilającego U_{CC} : $-9 \div -25$ V.

c) Zdjąć charakterystykę amplitudy wyjściowej wzmacniacza (z układem „bootstrap") w funkcji częstotliwości sygnału wejściowego: $U_0 = f(f)$, dla obciążenia $R_0 = 8\ \Omega$ i amplitudy napięcia wyjściowego $U_0 = 0{,}5\ U_{0max}$ (dla częstotliwości 1 kHz).

d) Zdjąć charakterystykę mocy wyjściowej wydzielanej w obciążeniu: $P_0 = f(f)$ dla obciążenia $R_0 = 8\ \Omega$, dla takich warunków jak w punkcie c).

e) Wyznaczyć charakterystykę wartości prądu kolektora I_{CC} w funkcji mocy wydzielanej w obciążeniu P_0: $I_{CC} = f(P_0)$ dla obciążeń $R_0 = 8\ \Omega$ i $15\ \Omega$. W tym celu należy w szereg z zasilaniem włączyć amperomierz.

3. Model przeciwsobnego, quasi-komplementarnego wzmacniacza mocy klasy AB o schemacie przedstawionym na rys.3.18.

Przeanalizować samodzielnie układ wzmacniacza i wyjaśnić jego działanie. Na ćwiczenia należy przynieść gotową propozycję programu badań tego układu wraz z wyjaśnieniem celu poszczególnych pomiarów. W tym celu należy przeanalizować program badań obu pozostałych wzmacniaczy. Dla przygotowanej propozycji należy uzyskać akceptację osoby prowadzącej zajęcia.

3.6. Tematy do opracowania

1. Model wzmacniacza mocy klasy B o schemacie przedstawionym na rys.3.10:
   - Wyznaczyć teoretyczną wartość sprawności energetycznej wzmacniacza;
   - Wyliczyć na podstawie przeprowadzonych pomiarów wartość rzeczywistej sprawności energetycznej wzmacniacza;
   - Narysować zaobserwowane kształty sygnałów napięciowych;
   - Wykreślić uzyskane charakterystyki;
   - Przeprowadzić wyczerpującą analizę uzyskanych wyników i na tej podstawie wyciągnąć wnioski dotyczące właściwości przebadanego wzmacniacza. Wyjaśnić wszystkie zaobserwowane niezgodności z oczekiwaniami teoretycznymi.
2. Model wzmacniacza mocy klasy AB o schemacie przedstawionym na rys.3.17 :
   - Opracowanie wyników takie samo jak dla p.1.
3. Model przeciwsobnego, quasi-komplementarnego wzmacniacza mocy klasy AB o schemacie przedstawionym na rys.3.18.
   - Przedstawić analizę zależności energetycznych tego układu i wyprowadzić wyrażenie na jego sprawność energetyczną .
   - Opracowanie wyników takie samo jak dla p.1.

3.7. Literatura

1. Zagajewski T.: Układy elektroniki przemysłowej. WNT, Warszawa 1978.
2. Guziński A.: Liniowe elektroniczne układy analogowe. WNT, Warszawa 1992.
3. Nosal Z. Baranowski J.: Układy elektroniczne cz. I. Układy analogowe liniowe. WNT, Warszawa 1998.
4. Tietze U. Schenk Ch.: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1996 .
5. Feszczuk M.: Wzmacniacze akustyczne. WKŁ, Warszawa 1986.
6. Wilamowski B.M.: Układy scalone, budowa, działanie i technologia. WKŁ, Warszawa 1980.
7. Pawłowski J.: Wzmacniacze i generatory. WKŁ, Warszawa 1980.
8. Golde W.: Układy elektroniczne cz. I. WNT, Warszawa 1970.
9. Sońta S. Kotlewski H.: Układy scalone liniowe i ich zastosowania. WNT, Warszawa 1977.
10. Alley Ch.L. , Atwood K.W.: Elementy i układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1975.
11. Seely S.: Układy elektroniczne. WNT, Warszawa 1972.

Ćwiczenie 4

GENERATORY NAPIĘĆ SINUSOIDALNYCH

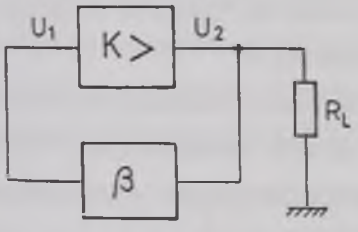
4.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zaznajomienie się z układami generatorów napięć sinusoidalnych, które zbudowano opierając się na wzmacniaczach tranzystorowych i operacyjnych oraz zapoznanie się z wpływem czynników zewnętrznych na amplitudę i częstotliwość generowanego napięcia.

4.2. Wprowadzenie

4.2.1. Warunki generacji

Generator elektroniczny jest układem wytwarzającym napięcie zmienne, którego częstotliwość, amplituda i przebieg w funkcji czasu zależą od struktury generatora i wartości parametrów jego elementów RLC. W ćwiczeniu będą badane układy generatorów RC i LC należące do grupy generatorów ze sprzężeniem zwrotnym (generatorów czwórnikowych) i wytwarzające napięcia sinusoidalne zmienne. Schemat blokowy generatora czwórnikowego przedstawiono na rys. 4.1. Generator taki składa się z dwóch czwórników, z których jeden jest wzmacniaczem o transmitancji napięciowej



Rys. 4.1. Schemat blokowy generatora czwórnikowego

$$K(j\omega) = \frac{u_2}{u_1} = |K| \exp(j\varphi) \tag{4.1}$$

a drugi czwórnikiem sprzężenia zwrotnego o transmitancji

$$\beta(j\omega) = \frac{u_1}{u_2} = |\beta| \exp(j\psi) \tag{4.2}$$

Jeżeli założymy, że obydwa czwórniki są czwórnikami liniowymi i że nie obciążają się wzajemnie, to wypadkową transmitancję układu uzyskamy w postaci:

$$K_f(j\omega) = \frac{K(j\omega)}{1 - \beta(j\omega) \cdot K(j\omega)} \tag{4.3}$$

a warunkiem generacji będzie równanie zespolone

$$1 - \beta(j\omega) \cdot K(j\omega) = 0 \tag{4.4}$$

Warunek generacji można przedstawić w postaci

$$K(j\omega) \cdot \beta(j\omega) = |K| \cdot |\beta| \cdot \exp[j(\varphi + \psi)] = 1 \tag{4.5}$$

lub można go rozłożyć na dwa warunki, które musza być równocześnie spełnione:

- warunek amplitudy

$$|K| \cdot |\beta| = 1 \tag{4.6}$$

z którego wynikają wartości współczynników wzmocnienia |K| i sprzężenia zwrotnego |β| konieczne do uzyskania drgań układu:

- warunek fazy

$$\varphi + \psi = 2\pi n \qquad n = 0; 1; \ldots \tag{4.7}$$

który powinien być spełniony dla częstotliwości drgań generatora. Należy pamiętać, że powyższe warunki generacji obowiązują dla układów, w których czwórniki wzmacniacza i sprzężenia zwrotnego nie obciążają się wzajemnie. Założenie to nie jest jednak spełnione dla większości generatorów tranzystorowych.

Ogólny warunek generacji (nie wymagający założenia o nieobciążaniu się czwórników) wynika z macierzowej metody analizy układów elektronicznych. Ponieważ mianownik transmitancji napięciowej układu elektronicznego jest wyznacznikiem Δ macierzy admitancyjnej Y całego układu (a więc wzmacniacza z obwodem sprzężenia zwrotnego i obciążeniem R_L generatora), to ogólnym warunkiem powstania drgań jest zależność:

$$\Delta = \det Y = 0 \tag{4.8}$$

Admitancje elementów układu mają wartości zespolone, a zatem wyznacznik Δ macierzy admitancyjnej **Y** ma część rzeczywistą i urojoną

$$\Delta = A(\omega) + jB(\omega) \tag{4.9}$$

W tej sytuacji ogólny warunek generacji (4.8) można przedstawić w postaci dwóch warunków:

- warunek amplitudy

$$A(\omega) = 0 \tag{4.9a}$$

- warunek fazy

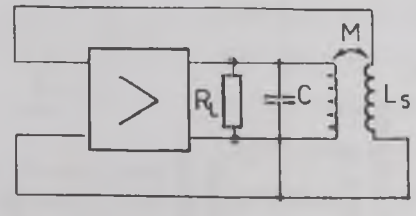
$$B(\omega) = 0 \tag{4.9b}$$

Po obliczeniu częstotliwości, dla której spełnione jest równanie (4.9b) (będzie to częstotliwość drgań układu) i podstawieniu obliczonej wartości częstotliwości f_o do równania (4.9a) uzyska się zależność między parametrami elementów układu, po spełnieniu której układ będzie generował drgania niegasnące.

4.2.2. Generatory LC

Generatory LC to generatory, w których o częstotliwości drgań decyduje obwód rezonansowy złożony z indukcyjności L i pojemności C. Generatory te dostarczają napięć sinusoidalnie zmiennych o częstotliwościach od kilkudziesięciu kHz do kilkuset MHz przy mocach wyjściowych od ułamków wata (generatory napięcia) do 1 MW (generatory mocy).Generatory LC (o częstotliwości nie stabilizowanej za pomocą rezonatora kwarcowego) w wyniku zmian temperatury, napięć zasilających i obciążenia wykazują niestałość częstotliwości rzędu 10^{-3}.

Podstawowym układem generatora LC jest generator Meissnera, w którym wykorzystuje się sprzężenie indukcyjne cewki obwodu rezonansowego, znajdującego się na wyjściu wzmacniacza, z cewką obwodu wejściowego. Schemat ogólny tego generatora przedstawiono na rys. 4.2. Wzory służące do obliczenia przybliżonej wartości



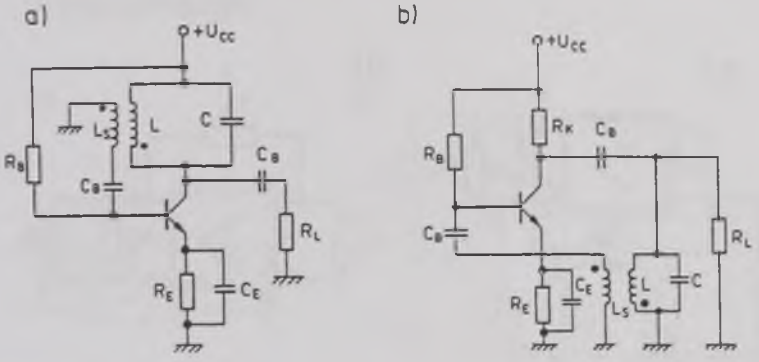
Rys. 4.2. Schemat ogólny generatora Meissnera

Tablica 4.1

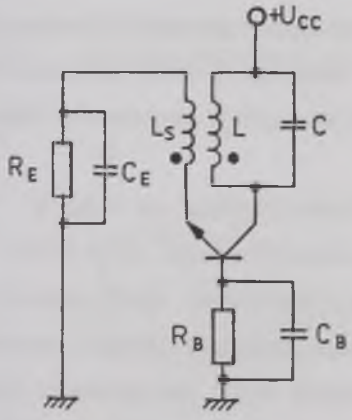
Parametry tranzystorowych generatorów LC

Typ generatora	Meissnera (rys. 4.3)	Colpittsa (rys. 4.6)	Hartleya (rys. 4.7)	Clappa (rys. 4.8)
Częstotliwość drgań $f_o \approx$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{C(L_1+L_2}}$	$\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L}\left(\frac{1}{C}+\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}\right)}$
Warunek amplitudy	$\frac{M}{L} \approx \frac{-1}{h_{21}}\left[\det h + \frac{h_{11}}{R_L}\right]$	$\frac{C_2}{C_1} \approx \frac{\det h + \frac{h_{11}}{R_L}}{h_{21}}$	$\frac{L_1}{L_2} \approx \frac{\det h + \frac{h_{11}}{R_L}}{h_{21}}$	$\frac{C}{C_1} \approx \frac{\left(\frac{\omega_o}{\omega_1}\right)^2 - 1}{\frac{h_{21}}{\det h + \frac{h_{11}}{R_L}} + 1}$
Uwagi	-	-	-	$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

częstotliwości generowanych przebiegów oraz warunki generacji podano w tablicy 4.1. Są one wzorami przybliżonymi, podającymi częstotliwość rezonansową równoległego obwodu LC generatora. Przy dokładnej analizie układu generatora Meissnera uzyskuje się zależność dla częstotliwości drgań, w której występują również parametry tranzystora oraz obciążenie generatora. Z warunku generacji podanego w tablicy 4.1 (dla generatora Meissnera) wynika, że można zbudować generator tego typu ze wzmacniaczem tranzystorowym pracującym zarówno w układzie OE, jak i w układzie OB. Dla układu o konfiguracji OE mamy wartość parametru $h_{21e} > 0$, a więc w celu spełnienia warunku generacji znak indukcyjności wzajemnej M musi być ujemny ($M < 0$). Wykorzystując wzmacniacz odwracający fazę (a więc układ OE),



Rys. 4.3. Schemat ideowy generatora Meissnera z tranzystorem pracującym w układzie OE: a) z zasilaniem szeregowym, b) z zasilaniem równoległym

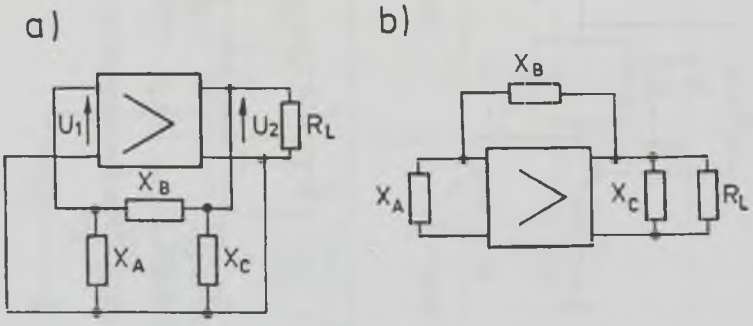


Rys. 4.4. Schemat ideowy generatora Meissnera z tranzystorem pracującym w układzie OB

należy zapewnić odwracanie fazy przez obwód sprzężenia zwrotnego, co wynika z równania (4.7). W generatorze Meissnera z tranzystorem pracującym w układzie OB, dla którego wartość parametru $h_{21b} < 0$, należy zapewnić dodatnią wartość indukcyjności wzajemnej $M > O$. Schematy ideowe obydwu typów generatorów Meissnera przedstawiono na rys. 4.3a i rys. 4.4. Na schematach tych zaznaczono kropką początki uzwojeń cewek generatorów dla obydwu układów. Na rys. 4.3b przedstawiono schemat generatora

Meissnera z tranzystorem pracującym w układzie OE z zasilaniem równoległym (układ z rys. 4.3a jest układem z zasilaniem szeregowym). W układzie z zasilaniem równoległym przez cewkę obwodu rezonansowego nie płynie składowa stała prądu i obwód ten może być uziemiony.

Pozostałe układy generatorów LC można sprowadzić do struktury, w której czwórnik sprzężenia zwrotnego typu Π (złożony z elementów L i C) jest dołączony równolegle do czwórnika wzmacniacza. Należą one do grupy tzw. generatorów trójpunktowych. Podstawowe schematy tego typu generatorów przedstawiono na rys. 4.5. Czwórnik sprzężenia zwrotnego w tych układach tworzy obwód rezonansowy, a zarazem dzielnik napięciowy sprzężenia zwrotnego.

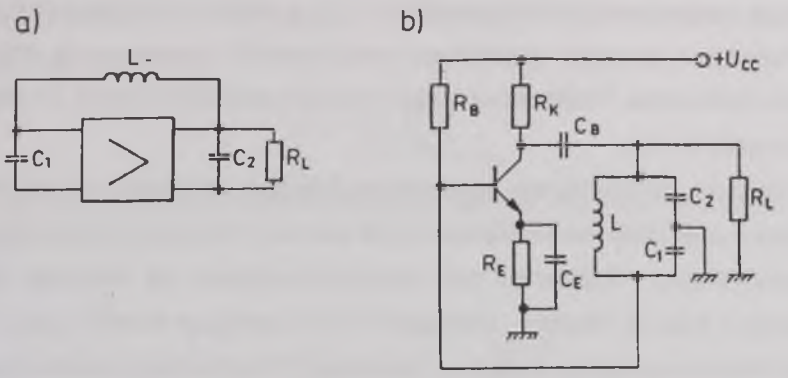


Rys. 4.5. Blokowe schematy zastępcze generatorów trójpunktowych

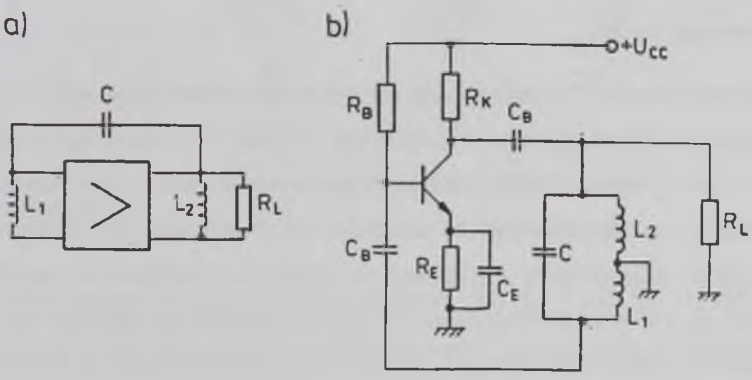
Analiza warunków generacji dla tego typu generatorów prowadzi do wniosku, że jeżeli reaktancje X_a i X_c mają te same znaki, to reaktancja X_b musi mieć znak przeciwny (patrz rys. 4.5). Wynikają stąd dwa podstawowe układy generatorów trójpunktowych, które nazywane są odpowiednio:

- generatorem z dzieloną pojemnością (generatorem Colpittsa), rys. 4.6a i b,
- generatorem z dzieloną indukcyjnością (generatorem Hartleya), rys. 4.7a i b.

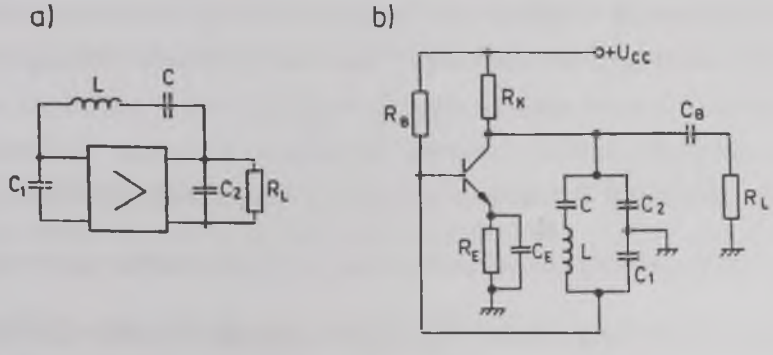
Warunki generacji oraz przybliżone wzory na częstotliwości drgań własnych dla tych generatorów podano w tablicy 4.1. Modyfikacją generatora Colpittsa, prowadzącą do poprawy stałości częstotliwości generowanych drgań, jest generator Clappa przedstawiony na rys. 4.8. W układzie tym gałąź indukcyjna generatora Colpittsa została zastąpiona szeregowym obwodem LC o tak dobranych parametrach, żeby dla częstotliwości drgań obwód ten miał charakter indukcyjny. Taka modyfikacja



Rys. 4.6. Schemat generatora z dzieloną pojemnością (generatora Colpittsa): a) schemat blokowy



Rys. 4.7. Schemat generatora z dzieloną indukcyjnością (generatora Hartleya): a) schemat blokowy, b) schemat ideowy



Rys. 4.8. Schemat generatora Clappa: a) schemat blokowy, b) schemat ideowy

pozwala na zastosowanie kondensatorów C_1 i C_2 o większych pojemnościach, dzięki czemu zmniejsza się wpływ pojemności pasożytniczych i poprawia się stałość częstotliwości generatora. Podstawowe zależności dla generatora Clappa przedstawiono również w tablicy 4.1.

Opierając się na strukturach generatorów Colpittsa i Hartleya, można zbudować generatory o częstotliwości stabilizowanej za pomocą rezonatora kwarcowego – tzw. generatory Pierce'a. W układach tych rezonator kwarcowy ma charakter reaktancji indukcyjnej, a więc w układzie Colpittsa-Pierce'a zastępuje cewkę L, a w układzie Hartleya-Pierce'a zastępuje cewkę L_1. Generatory Pierce'a mają stałość częstotliwości rzędu 10^{-4}, a po umieszczeniu generatora w termostacie i przy zasilaniu napięciem stabilizowanym osiąga się stałość częstotliwości rzędu 10^{-6} (a nawet 10^{-8}).

4.2.3. Generatory RC

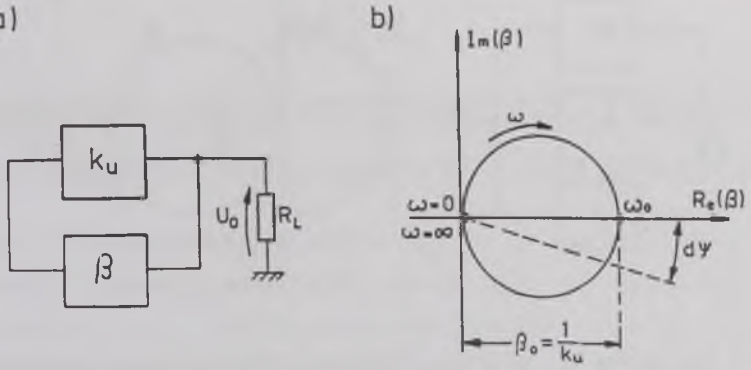
W generatorach RC wykorzystuje się czwórniki zawierające elementy: R i C, zapewniające selektywne sprzężenie zwrotne. Obwody RC decydują tu więc o częstotliwości drgań układu. Ważną zaletą generatorów RC jest to, że mogą one generować przebiegi o częstotliwości od ułamków Hz do kilkuset kHz. Mogą więc dostarczać napięć sinusoidalnie zmiennych w zakresie częstotliwości (poniżej 50 kHz), w których stosowanie generatorów LC jest utrudnione ze względu na konieczność stosowanych cewek indukcyjnych o dużej indukcyjności (a więc o małej dobroci i dużych wymiarach).

Generatory RC charakteryzują się zawsze małą mocą wyjściową i małą sprawnością (ze względu na to, że ich budowa opiera się na wzmacniaczach oporowych), a więc są generatorami napięciowymi. Podstawowy schemat blokowy generatora RC (rys. 4.9a) składa się ze wzmacniacza i czwórnika sprzężenia zwrotnego (złożonego z elementów RC) spełniającego warunki amplitudy i fazy. Przykładową charakterystykę amplitudowo-fazową czwórnika sprzężenia zwrotnego przedstawiono na rys. 4.9b. Dla pulsacji rezonansu pozornego ω_o transmitancja tego czwórnika wynosi $\beta_o = \frac{1}{K_u}$ (aby spełniony był warunek amplitudy). Punkt charakterystyki odpowiadający pulsacji ω_o leży na dodatniej półosi liczb rzeczywistych, a więc czwórnik sprzężenia zwrotnego wprowadza zerowe przesunięcie fazowe ($\Psi = 0$). Pociąga to za sobą konieczność współpracy ze wzmacniaczem nieodwracającym fazy ($\varphi = 0$). Własności

rezonansowe czwórnika są tym lepsze, im większa jest dobroć fazowa tego układu definiowana wzorem (4.10)

$$Q_f = \frac{\omega_o}{2}\left(\frac{d\Psi}{d\omega}\right)_{\omega\to\omega_o} \tag{4.10}$$

czyli im większa jest stromość charakterystyki fazowej czwórnika w pobliżu pulsacji ω_o.



Rys. 4.9. Generator RC

Jeżeli przesunięcie fazowe wzmacniacza ulegnie zmianie o kąt $d\varphi$, to układ może nadal spełniać warunek fazy, w sytuacji gdy nastąpi zmiana pulsacji wytwarzanych drgań o wartość $d\omega$ taką, której odpowiada zmiana przesunięcia fazowego czwórnika o kąt $d\Psi$:

$$d\Psi = -d\varphi \tag{4.11}$$

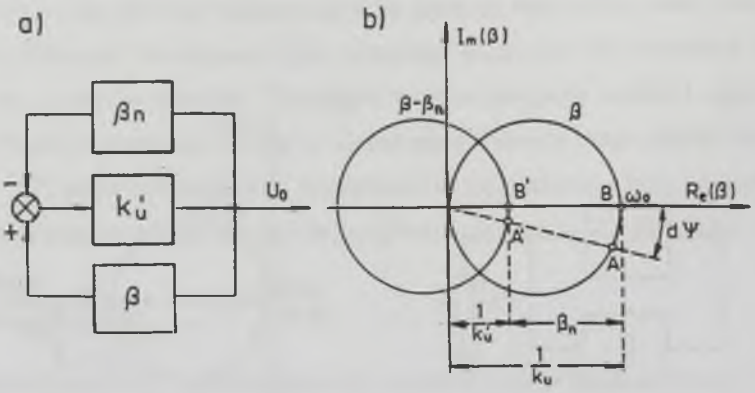
Korzystając z powyższej zależności oraz z definicji dobroci fazowej (4.10), można określić w następujący sposób względną zmianę pulsacji generowanych drgań:

$$\frac{d\omega}{\omega_o} = \frac{1}{2Q_f}\cdot d\varphi \tag{4.12}$$

Stałość częstotliwości drgań generatora RC będzie więc tym lepsza (czyli tym mniejsza będzie względna zmiana częstotliwości generatora), im dobroć fazowa Q_f będzie większa.

Czwórniki RC mają jednak małą wartość dobroci fazowej (na ogół mniejszą od jedności). Zwiększenie wartości dobroci fazowej można uzyskać w układzie, w którym wykorzystuje się wzmacniacz o większej, niż to wynika z warunku amplitudy

(4.6), wartości współczynnika wzmocnienia $K'_u (K'_u > K_u)$, a oprócz selektywnego dodatniego sprzężenia zwrotnego wprowadza się dodatkowo ujemne sprzężenie zwrotne niezależne od częstotliwości. Podstawowy schemat blokowy takiej struktury przedstawiono na rys. 4.10a.



Rys. 4.10. Generator RC: a) schemat blokowy układu z dwoma sprzężeniami zwrotnymi; b) charakterystyka amplitudowo-fazowa wypadkowego sprzężenia zwrotnego

Warunek amplitudy dla generatora przyjmuje teraz nową postać (4.13),

$$K'_u \cdot (\beta_o - \beta_n) = 1 \tag{4.13}$$

co prowadzi do następującej zależności umożliwiającej wyznaczenie wymaganej wartości transmitancji czwórnika ujemnego sprzężenia zwrotnego:

$$\beta_n = \frac{1}{K'_u} - \frac{1}{K_u} = \frac{K'_u - K_u}{K'_u K_u} \tag{4.14}$$

Obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego powoduje przesunięcie w lewo charakterystyki amplitudowo-fazowej obwodu dodatniego sprzężenia zwrotnego o wartości β_n (patrz rys. 4.10b). Wypadkowa charakterystyka całkowitego sprzężenia zwrotnego generatora przecina dodatnią półoś liczb rzeczywistych w punkcie $\mathrm{Re}(\beta) = \frac{1}{K'_u}$.

Zmiana przesunięcia fazowego wzmacniacza o kąt $d\varphi$ powoduje teraz taką zmianę pulsacji drgań $d\omega'$, dla której obwód sprzężenia zwrotnego kompensuje tę zmianę kąta. Ramię kąta $d\Psi$ przecina charakterystyki amplitudowo-fazowe β i β' w punkcie A i A'. Na podstawie podobieństwa trójkąta OAB i OA'B' można napisać zależność:

$$\frac{d\omega'}{\omega_o} = \frac{df'}{f_o} = \frac{\frac{1}{K'_u}}{\frac{1}{K_u}} \frac{d\omega}{\omega_o} = \frac{K_u}{K'_u} \frac{1}{2Q_f} d\Psi = \frac{K_u}{K'_u} \frac{df}{f_o} \tag{4.15}$$

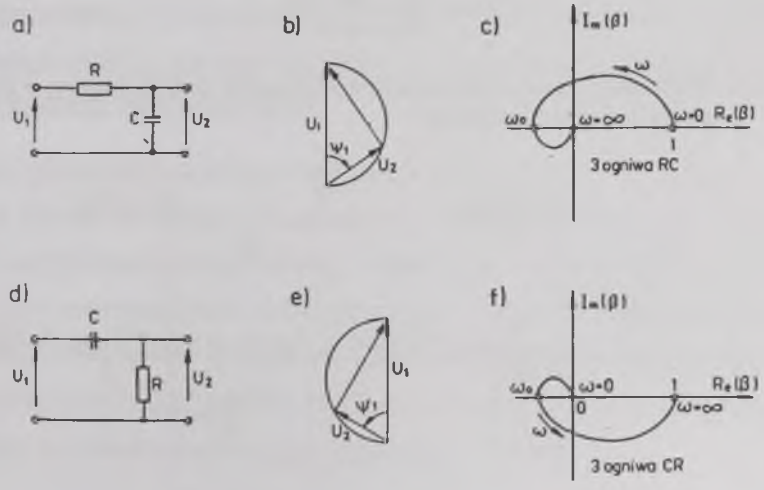
Wprowadzenie obwodu ujemnego sprzężenia zwrotnego i wzmacniacza o większym wzmocnieniu ($K'_u > K_u$) prowadzi więc do zwiększenia dobroci fazowej generatora RC w stosunku $\frac{K'_u}{K_u}$.

$$Q'_f = \frac{K'_u}{K_u} Q_f \tag{4.16}$$

a zatem do zmniejszenia względnej zmiany częstotliwości generatora w stosunku $\frac{K_u}{K'_u}$. Praktycznie realizowane układy generatorów RC mają więc dwie pętle sprzężenia zwrotnego. Dodatnie sprzężenie zwrotne umożliwia generację drgań o wymaganej częstotliwości, a ujemne poprawia parametry generatora (zwiększa stałość częstotliwości i amplitudy oraz zmniejsza zniekształcenia nieliniowe). Poniżej omówiono podstawowe rozwiązania układowe generatorów RC.

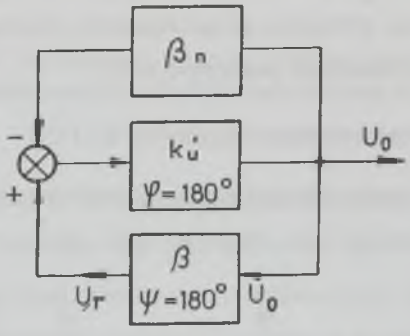
4.2.3.1. Generatory z przesuwnikami fazowymi RC i CR

Najprostszym generatorem RC jest układ, w którym czwórnik selektywnego dodatniego sprzężenia zwrotnego jest obwodem łańcuchowym (drabinkowym) złożo-

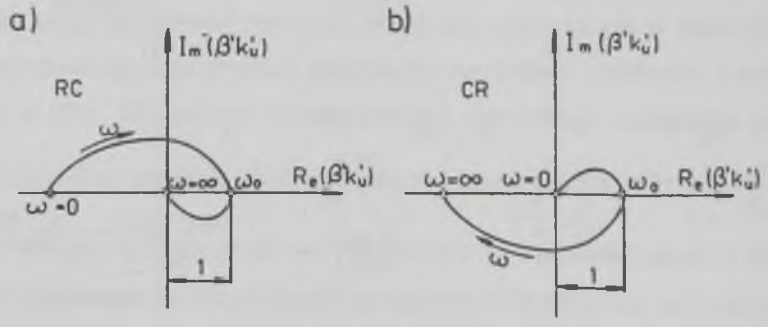


Rys. 4.11. Obwody RC i CR: a) i d) schematy ogniw RC i CR, b) i e) wykresy wektorowe napięć ogniw RC i CR

nym z ogniw typu RC lub CR (rys. 4.11). Pojedyncze ogniwo wprowadza (przy niezerowej transmitancji) przesunięcie fazowe pomiędzy napięciami U_1 i U_2 mniejsze od 90° (rys. 4.11b,e). Stosuje się więc co najmniej trzy ogniwa połączone kaskadowo w celu uzyskania przesunięcia fazowego równego 180° dla pulsacji rezonansu pozornego ω_o. Charakterystyki amplitudowo-fazowe trójczłonowych przesuwników fazowych RC i CR przedstawione są na rys. 4.11c i f. Ponieważ tak zbudowany czwórnik sprzężenia zwrotnego odwraca fazę napięcia wejściowego o 180°, to dla spełnienia warunku fazy (4.7) musi on współpracować ze wzmacniaczem również odwracającym fazę o 180°, czyli z pojedynczym stopniem tranzystorowego wzmacniacza oporowego pracującego w układzie OE lub z odwracającym fazę wzmacniaczem operacyjnym. Wzmacniacz powinien być objęty pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego o transmitancji β_n niezależnej od częstotliwości. Schemat blokowy takiego układu pokazano na rys. 4.12, a jego wypadkową charakterystykę amplitudowo-fazową na

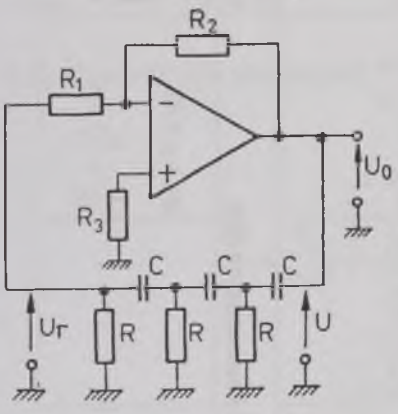


Rys. 4.12. Schemat blokowy generatora z przesuwnikiem fazowym i z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego



Rys. 4.13. Charakterystyki amplitudowo-fazowe generatorów z przesuwnikami fazowymi: a) RC, b) CR

rys. 4.13. Należy zauważyć, że w wyniku zastosowania wzmacniacza odwracającego fazę (wzmacniacza o ujemnym wzmocnieniu) charakterystyka amplitudowo-fazowa przesuwnika fazowego RC lub CR została odwrócona wokół osi liczb urojonych (porównaj rys. 4.11c i d i rys. 4.13a,b), a w wyniku działania obwodu ujemnego sprzężenia zwrotnego o transmitancji β_n (niezależnej od częstotliwości) została przesunięta w lewo o wartość β_n.



Rys. 4.14. Schemat ideowy generatora z trójczłonowym przesuwnikiem fazowym CR

Charakterystyka układu generacyjnego, w celu spełnienia warunku amplitudy, musi przecinać oś liczb rzeczywistych w punkcie Re $(\beta' K'_u) = 1$ dla pulsacji rezonansu pozornego ω_o.

Schemat ideowy generatora z przesuwnikiem fazowym CR przedstawiono na rys. 4.14. Wzory pozwalające obliczyć częstotliwość drgań generatorów RC oraz warunek amplitudy zebrano w tabeli 4.2. Omówione układy generatorów z łańcuchowymi przesuwnikami RC i CR mają prostą strukturę, lecz nie posiadają zadowalających parametrów ze względu na małą stromość charakterystyki fazowej przesuwników przy pulsacji ω_o (a więc również małą dobroć fazową Q_f). Znacznie lepsze właściwości mają generatory z obwodami typu podwójne T oraz generatory z mostkiem Wiena-Robinsona.

Generatory z czwórnikami kratowymi RC typu podwójne T

Schemat ideowy czwórnika typu podwójne T przedstawiono na rys. 4.15a. Charakterystyki amplitudowo-fazowe takiego układu mają różny przebieg w zależności od doboru jego poszczególnych elementów (rys. 4.15b). W układach generacyjnych (rys. 4.16) wykorzystuje się te czwórniki typu podwójne T, których charakterystyka przecina ujemną półoś liczb rzeczywistych dla pulsacji rezonansu pozornego ω_o, a więc obwody, dla których spełnione są zależności:

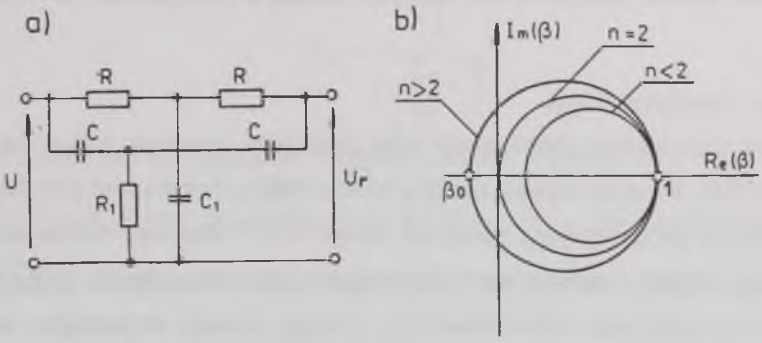
$$\frac{R}{R_1} = \frac{C_1}{C} = n \qquad \text{dla} \qquad n > 2 \tag{4.17}$$

Tablica 4.2

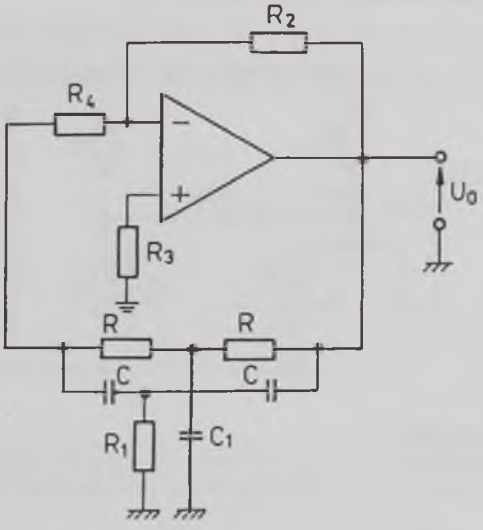
Parametry generatorów RC

Typ generatora	Z przesuwnikiem CR (rys. 4.14)		Z przesuwnikiem RC		Z obwodem podwójne T (rys. 4.15)	Z mostkiem Wiena (rys. 4.17)
	3 człony CR	4 człony CR	3 człony RC	4 człony RC		
Częstotliwość drgań f_o*	$\frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$	$\frac{1}{2\pi RC\sqrt{\frac{10}{7}}}$	$\frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$	$\frac{\sqrt{\frac{10}{7}}}{2\pi RC}$	$\frac{1}{2\pi RC}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{C_1C_2R_3R_4}}$
Warunek amplitudy	$\lvert K_u\rvert > 29$ V/V	$\lvert K_u\rvert > 18{,}4$ V/V	$\lvert K_u\rvert > 29$ V/V	$\lvert K_u\rvert > 18{,}4$ V/V	$\lvert K_u\rvert > \frac{2+n(n+1)}{n-2}$	$K_u \approx \frac{1}{\frac{1}{1+\frac{C_2}{C_1}+\frac{R_3}{R_4}} - \frac{R_2}{R_1+R_2}}$
Czwórniki wymagają współpracy ze wzmacniaczem odwracającym fazę						Wymaga współpracy ze wzmacniaczem nieodwracającym fazy
Uwagi	-	-	-	-	$2 < n \le 4{,}82$ $\frac{R}{R_1} = \frac{C_1}{C} = n$	$\frac{R_1}{R_2} = 2+\varepsilon$ $0 < \varepsilon << 1$

*Wzory dotyczą tylko czwórników jednorodnych



Rys. 4.15. Czwórnik typu podwójne T



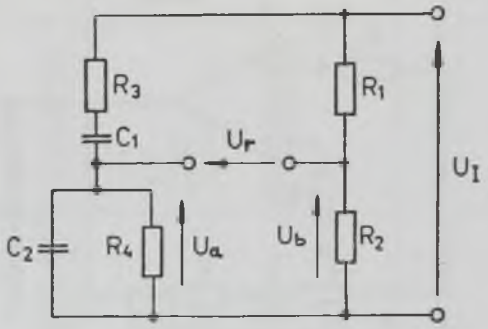
Rys. 4.16. Schemat ideowy generatora RC z obwodem typu podwójne T

Obwód taki, podobnie jak przesuwniki fazowe RC i CR, przesuwa fazę napięcia U o 180°, a więc wymaga współpracy z jednostopniowym tranzystorowym wzmacniaczem oporowym pracującym w układzie OE lub z odwracającym fazę wzmacniaczem operacyjnym. Transmitancja czwórnika podwójne T dla pulsacji rezonansu pozornego ω_0 osiąga największą wartość ujemną przy $n \approx 4{,}8$, przy którym minimalne wzmocnienie wzmacniacza, niezbędne do uzyskania drgań, powinno wynosić $|K| \approx 12\,V/V$. Przy wartości parametru n niewiele większej od 2 wymagane jest większe wzmocnienie wzmacniacza, ale jednocześnie znacznie poprawiają się właściwości generatora. Rośnie stromość charakterystyki fazowej czwórnika typu podwójne T,

a więc rośnie dobroć fazowa Q_f (do wartości równej w przybliżeniu $Q_f = 0{,}25\ |K_u|$, wg [2]).

Generatory z mostkiem Wiena

Generator z mostkiem Wiena może mieć parametry wyraźnie lepsze od innych generatorów RC. Schemat ideowy mostka Wiena (Wiena-Robinsona) wykorzystywanego w układach generacyjnych pokazano na rys. 4.17. Generator można zbudować wykorzystując połowę mostka Wiena, zawierającą tylko dwie gałęzie: jedną będącą szeregowym połączeniem elementów R_3C_1 i drugą, będącą równoległym połączeniem R_4C_2 (a więc bez gałęzi z rezystorami R_1 i R_2). Transmitancja napięciowa połowy mostka Wiena jest opisana zależnością (4.18).



Rys. 4.17. Mostek Wiena

$$\beta = \frac{u_a}{u} = \frac{1}{\left(1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_3}{R_4}\right) + j\left(\omega C_2 R_3 - \frac{1}{\omega C_1 R_4}\right)} \tag{4.18}$$

W układach generacyjnych napięciem wejściowym U_i mostka jest napięcie wyjściowe części wzmacniającej generatora. Charakterystyka amplitudowo-fazowa wynikająca z powyższego równania jest okręgiem leżącym w prawej półpłaszczyźnie. Pulsacja rezonansu pozornego tego obwodu wynosi

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_3 R_4}} \tag{4.19}$$

a transmitancja β_o dla tej pulsacji jest równa:

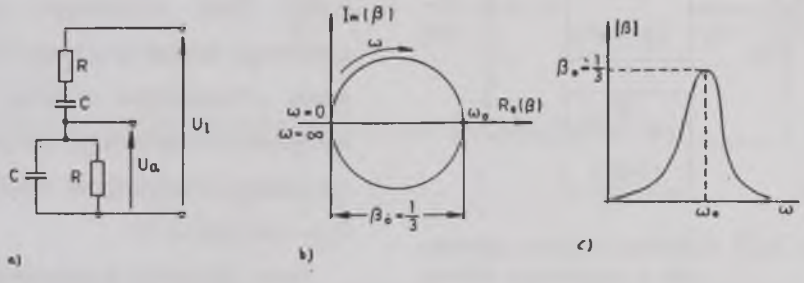
$$\beta_o = \frac{1}{1+\frac{C_2}{C_1}+\frac{R_3}{R_4}} \tag{4.20}$$

Jeśli dobierze się symetrycznie elementy połowy mostka, tzn. $R_3 = R_4 = R$ i $C_1 = C_2 = C$ (rys. 4.18a), to uzyska się pulsację $\omega_o = \frac{1}{RC}$ oraz transmitancję $\beta_o = \frac{1}{3}$.

Transmitancja napięciowa omawianego obwodu będzie opisana zależnością:

$$\beta = \frac{u_a}{u} = \frac{1}{3+j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)} \tag{4.21}$$

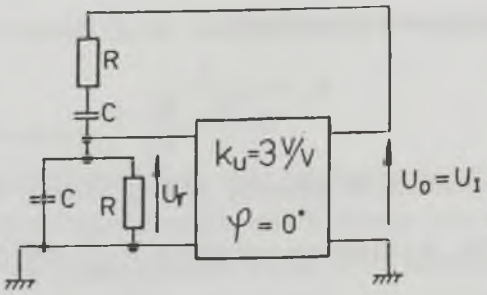
Charakterystykę amplitudowo-fazową dla tego przypadku przedstawiono na rys. 4.18b, a amplitudową charakterystykę częstotliwościową na rys. 4.18c.



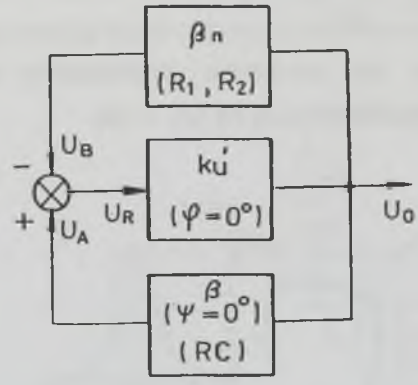
Rys. 4.18. Połowa mostka Wiena: a) schemat; b) charakterystyka amplitudowo-fazowa; c) amplitudowa charakterystyka częstotliwościowa

Połowa mostka Wiena daje więc zerowe przesunięcie fazowe $\Psi = 0$ (punkt odpowiadający pulsacji rezonansu pozornego ω_o leży na dodatniej półosi liczb rzeczywistych) i dla pulsacji ω_o wykazuje tłumienie $\beta_o = \frac{1}{3}$. W celu uzyskania układu generacyjnego należy zatem zapewnić współpracę połowy mostka Wiena ze wzmacniaczem nieodwracającym fazy i mającym wzmocnienie $K_u = \frac{1}{\beta_o} = 3\,V/V$ (rys. 4.19).

Tak zbudowany generator charakteryzuje się jednak niewystarczającą stałością częstotliwości ze względu na małą dobroć fazową. W celu uzyskania zadowalających parametrów (tzn. zbliżonych do parametrów generatorów LC), należy wprowadzić dodatkową pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego i zastosować wzmacniacz o odpo-



Rys. 4.19. Schemat blokowy generatora z połową mostka Wiena



Rys. 4.20. Schemat blokowy generatora z mostkiem Wiena (por. rys. 4.17)

wiednio większym wzmocnieniu K'_u. Schemat blokowy takiego układu, w którym wykorzystuje się już pełny mostek Wiena-Robinsona. pokazano na rys. 4.20a. Pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego tworzą tu gałęzie RC (szeregowa i równoległa), a pętlę ujemnego sprzężenia niezależnego od częstotliwości gałęzie rezystorowe (rezystory R_1 i R_2) – por. rys. 4.17.

Pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego o transmitancji β_n powoduje przesunięcie w lewo charakterystyki amplitudowo-fazowej z rys. 4.18b, co w rezultacie prowadzi do uzyskania charakterystyki przedstawionej na rys. 4.21a.

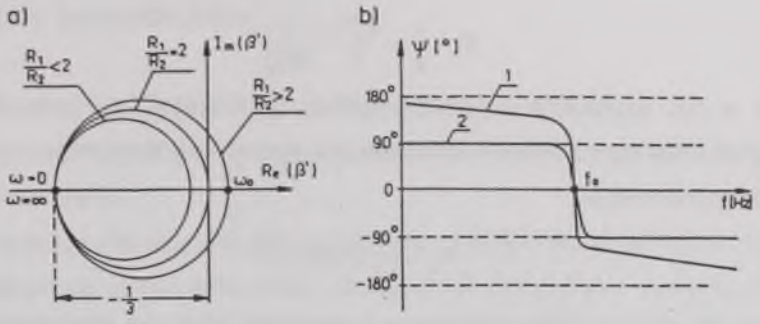
Pełny mostek Wiena ma dla pulsacji rezonansu pozornego ω_o transmitancję β' równą:

$$\beta' = \frac{U_r}{u} = \frac{U_a}{u} - \frac{U_b}{u} = \frac{1}{3} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.22}$$

Mostek jest w równowadze, gdy $U_r = 0$, czyli gdy

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{3} \tag{4.23}$$

a więc przy spełnieniu warunku $\frac{R_1}{R_2} = 2$ (rys. 4.21a). Jest to, oczywiście, przypadek, który nie może być wykorzystany do budowy generatora.



Rys. 4.21. Charakterystyki mostka Wiena: a) charakterystyki amplitudowo-fazowe; b) fazowe charakterystyki częstotliwościowe (1 – mostka Wiena, 2 – obwodu rezonansowego LC o dobroci Q = 10)

Generator o dobrych parametrach można uzyskać przy nieznacznym odstrojeniu mostka od stanu równowagi, co można zapisać następująco:

$$\frac{R_1}{R_2} = 2 + \varepsilon \tag{4.24}$$

gdzie $0 < \varepsilon << 1$.

Transmitancja wypadkowa dla pulsacji ω_0 wynosi wówczas

$$\beta' = \frac{1}{3} - \frac{1}{1+\frac{R_1}{R_2}} = \frac{1}{3} - \frac{1}{1+(2+\varepsilon)} = \frac{1}{3} - \frac{1}{3+\varepsilon} \approx \frac{\varepsilon}{9} \tag{4.25}$$

Układ jest więc bliski równowagi, a wypadkowe sprzężenie zwrotne jest dodatnie.

Charakterystyka fazowa układu jest tym bardziej stroma w okolicach punktu ω_0 (a więc tym większa jest dobroć fazowa Q_f), im mostek Wiena jest bliższy stanowi zrównoważenia (stąd przyjęty warunek $\varepsilon << 1$). Przykładowy przebieg częstotliwościowej charakterystyki fazowej rozstrojonego o ε mostka Wiena przedstawiono na rys. 4.21b. Ważną zaletą tego układu jest fakt, że przesunięcie fazowe nie jest ograniczone jedynie do zakresu ±90°, ale rośnie do 180°. W wyniku tego dla harmonicznych częstotliwości drgań własnych f_0 układ posiada ujemne sprzężenie zwrotne, a więc harmoniczne te są silne tłumione.

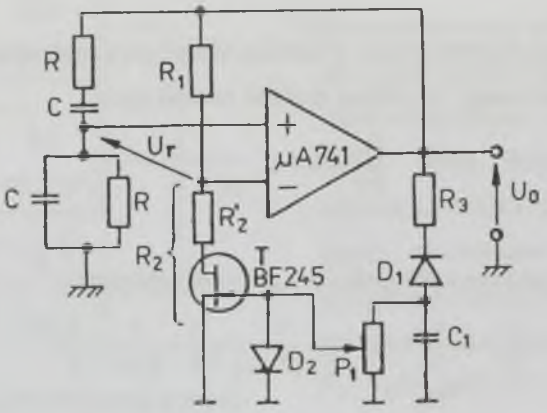
Układ generatora z mostkiem Wiena pracującym przy nieznacznym rozstrojeniu wymaga zastosowania wzmacniacza nieodwracającego fazy o dużym wzmocnieniu. Zauważmy bowiem, że gdy przykładowo $\varepsilon = 0{,}01$, to tłumienie obwodu sprzężenia zwrotnego wynosi:

$$\beta' = \frac{\varepsilon}{9} = \frac{0{,}01}{9} = \frac{1}{900}$$

A zatem, w celu spełnienia warunku amplitudy (gdyby spełnione było założenie o nieobciążaniu się czwórników wzmacniacza i sprzężenia zwrotnego) wzmacniacz musi mieć wzmocnienie:

$$K'_u = \frac{1}{\beta'} = 900\,V/V \tag{4.26}$$

Parametry tak zbudowanego generatora z mostkiem Wiena sa porównywalne z parametrami generatorów LC, w których zastosowano obwody rezonansowe o dużej dobroci.



Rys. 4.22. Schemat ideowy generatora z mostkiem Wiena

Schemat ideowy generatora z mostkiem Wiena przedstawiono na rys. 4.22. Należy zaznaczyć, że dobranie stosunku rezystancji $\frac{R_1}{R_2} = 2 + \varepsilon$ z dużą dokładnością nie jest możliwe, a zmiany parametru ε powodowałyby albo wzrost amplitudy drgań, aż do zniekształcenia przebiegu, albo zerwanie drgań, gdyby ε przyjęło wartość zero lub wartość ujemną. W realizowanych praktycznie układach generatorów z mostkiem Wiena wprowadza się obwody automatycznej regulacji amplitudy drgań generatora. Obwody te zawierają detektor szczytowy oraz tranzystor polowy, którego nieliniowa rezystancja drenu r_{DS} wraz z rezystorem R'_2 stanowi rezystor R_2 mostka Wiena (patrz rys. 4.22). Dzięki temu, że wartość amplitudy przebiegu wyjściowego generatora wpływa na wartość r_{DS}, samoczynnie korygowana jest wartość rozstrojenia mostka ε tak, żeby amplituda wyjściowa pozostała możliwie stała.

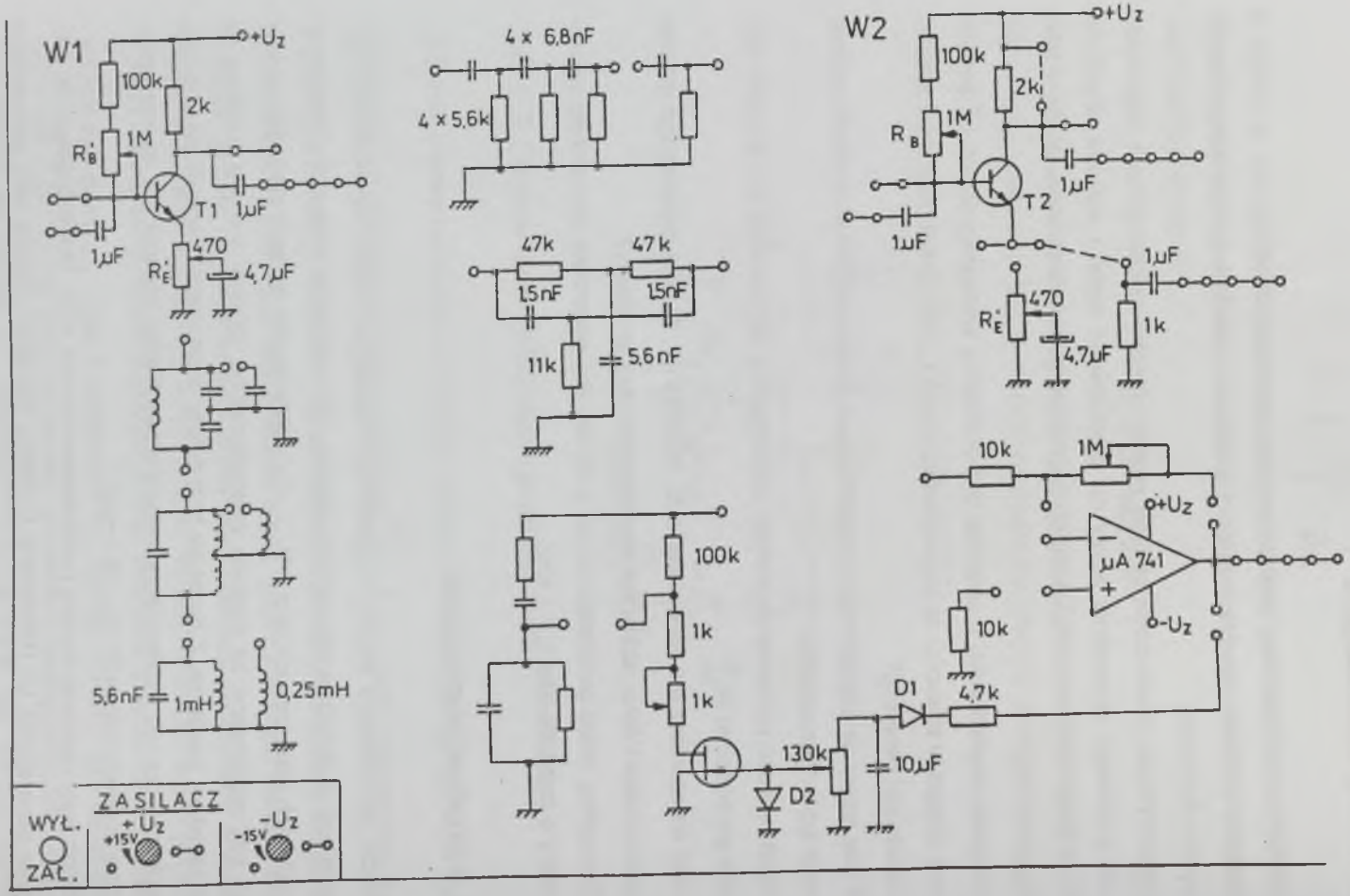
4.3. Tematy sprawdzające

1. Omów warunki generacji układów ze sprzężeniem zwrotnym.
2. Narysuj schematy ideowe i wyjaśnij działanie wszystkich generatorów omawianych w ćwiczeniu.
3. Wykorzystując macierzową metodę analizy układów elektronicznych wyprowadź dla wybranego generatora wzory na częstotliwość drgań i warunek amplitudy. Przy jakich założeniach upraszczających uzyskuje się wzory przytoczone w tablicach: 4.1 i 4.2?
4. Do jakiej częstotliwości f_1 powinien być dostrojony szeregowy obwód LC generatora Clappa w stosunku do częstotliwości drgań f_o, żeby układ mógł mieć spełnione warunki generacji?
5. Podaj wzory na częstotliwość generowanych przebiegów dla wszystkich omówionych typów generatorów.
6. W jaki sposób poprawia się stałość częstotliwości generatorów LC, a w jaki sposób generatorów RC?
7. Jeśli wzmacniacz ma wzmocnienie $K'_u = 2000\,V/V$, to jakie powinno być rozstrojenie mostka Wiena, ażeby był spełniony warunek amplitudy?
8. Zaprojektuj układ generatora z rys. 4.16 tak, aby generował on przebieg sinusoidalny o częstotliwości f_o = 1 kHz.

4.4. Aparatura pomocnicza

Model laboratoryjny służący do badania generatorów napięć sinusoidalnych jest wyposażony w stabilizowany zasilacz sieciowy. Po załączeniu wyłącznika sieciowego na zaciskach oznaczonych jako „+U_Z" i „-U_Z" pojawiają się napięcia stałe. Napięcia te mogą być regulowane za pomocą potencjometrów, których pokrętła znajdują się obok zacisków zasilacza. Z zacisków tych należy doprowadzić napięcie do wybranego wzmacniacza (do wzmacniaczy tranzystorowych tylko napięcie +U, do wzmacniacza operacyjnego zarówno +U_Z, jak i –U_Z).

Widok płyty czołowej modelu przedstawiono na rys. 4.23. Model pozwala na zbudowanie generatorów LC (Meissnera, Colpittsa, Hartleya i Clappa) oraz generatorów RC (z przesuwnikiem fazowym CR, z obwodem podwójne T i z mostkiem Wiena).



Rys. 4.23. Widok płyty czołowej modelu

Układ zaprojektowano tak, że generatory LC można zbudować jako generatory tranzystorowe, a generatory RC jako generatory tranzystorowe lub generatory ze wzmacniaczem operacyjnym.

Model posiada dwa wzmacniacze tranzystorowe W1 i W2 (zbudowane odpowiednio na tranzystorach T_1 i T_2). Wzmacniacz W1 (pracujący w układzie ze wspólnym emiterem) jest wzmacniaczem podstawowym wykorzystywanym do budowy generatorów LC oraz generatora z przesuwnikiem fazowym CR i z obwodem podwójne T. Za pomocą potencjometru R_B można zmieniać w pewnych granicach punkt pracy tranzystora, a za pomocą potencjometru R_E wprowadza się odpowiednie lokalne ujemne sprzężenie zwrotne. Potencjometry R'_B i R''_B wzmacniaczy W1 i W2 są potencjometrami sprzężonymi (umieszczonymi na wspólnej osi). Pozwala to na ustawienie takiego samego punktu pracy dla tranzystorów T_1 i T_2. Podobnie sprzężone są potencjometry R'_E i R''_E.

Wzmacniacz W2, zbudowany na tranzystorze T_2, może być połączony tak, żeby był identycznym wzmacniaczem z układem W1 pracującym w układzie ze wspólnym emiterem) lub można go przełączyć w strukturę wtórnika emiterowego (układ ze wspólnym kolektorem). Zastosowany w modelu wzmacniacz operacyjny może współpracować z przesuwnikiem fazowym CR oraz z obwodem podwójne T (jeśli się go wykorzysta jako wzmacniacz odwracający fazę) lub z mostkiem Wiena (wzmacniacz nieodwracający fazy).

Na płycie czołowej modelu umieszczone są również schematy wykorzystywanych w ćwiczeniu czwórników sprzężenia zwrotnego (LC i RC). W odpowiednich punktach schematów wzmacniaczy i czwórników sprzężenia zwrotnego znajdujących się na płycie czołowej modelu zamontowane są gniazdka służące do dokonywania połączeń zewnętrznych oraz do dołączania przyrządów pomiarowych.

4.5. Program ćwiczenia

1. Zmontować kolejno wskazane przez prowadzącego układy generatorów. Do wyjścia badanego generatora należy dołączyć rezystor dekadowy (stanowiący obciążenie generatora), woltomierz napięć zmiennych, oscyloskop, miernik zniekształceń nieliniowych oraz częstotliwościomierz cyfrowy.
2. Uruchomić generator, ustawić znamionowe napięcie zasilające (podane na mo-

delu) i dobrać punkt pracy tranzystora (rezystorem polaryzacji bazy) oraz ujemne sprzężenie zwrotne (rezystorem emitera) tak, żeby układ generował napięcie sinusoidalne możliwie bez zniekształceń. Dla generatora zbudowanego na wzmacniaczu operacyjnym należy nastawić odpowiednio rezystory pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Zmierzyć zniekształcenia nieliniowe generowanego przebiegu w tak dobranym punkcie pracy.

3. Dla znamionowego napięcia zasilającego zdjąć charakterystyki opisujące zależności napięcia wyjściowego oraz częstotliwości drgań od rezystancji obciążenia: $U_O = f(R_O)$. Pomiary należy rozpocząć od nastawionej maksymalnej wartości rezystancji dekadowego rezystora obciążenia, a następnie należy zmniejszyć wartość rezystancji (aż do zerwania drgań generatora) notując kolejne punkty pomiarowe. Pierwszego pomiaru dokonać dla $R_o = \infty$.
4. Powtórzyć pomiary opisane w punkcie 3 dla układu, w którym obciążenie (rezystor dekadowy) będzie odseparowane od badanego generatora za pomocą wtórnika emiterowego zbudowanego na tranzystorze T_2. Rezystor obciążający, woltomierz oraz częstościomierz należy dołączyć do wyjścia wtórnika (emiter tranzystora T_2).

   Uwagi

   a) Punkt 4 dotyczy tylko generatorów tranzystorowych.

   b) Ażeby ze wzmacniacza W2 (T_2) uzyskać wtórnik emiterowy, należy zewrzeć rezystor kolektorowy, a emiter tranzystora odłączyć od potencjometru R_E'' i połączyć z rezystorem R_E'''.
5. Dla nastawionej maksymalnej wartości rezystancji obciążenia R_o zdjąć charakterystyki opisujące zależność napięcia wyjściowego generatora i częstotliwości od napięcia zasilającego: $U_o = F(U_Z)$, $f = F(U_Z)$. Należy nastawić maksymalne napięcie zasilające, a następnie obniżać je aż do uzyskania zerwania drgań notując kolejne punkty pomiarowe

   Uwaga

   Dla generatorów zbudowanych na wzmacniaczu operacyjnym należy zmieniać zarówno $+U_Z$, jak i $-U_Z$ o tę samą wartość (np. o 1 V).
6. Powtórzyć pomiary opisane w punktach 2÷5 dla kolejnych wskazanych przez prowadzącego układów generatorów tranzystorowych lub generatorów ze wzmacniaczem operacyjnym.

Uwaga

W tranzystorowych generatorach RC obserwuje się silne obciążenie wyjścia przesuwnika fazowego lub obwodu podwójne T rezystancją tranzystora wzmacniającego. W celu uniknięcia tego efektu można zbudować część wzmacniającą generatora tak, żeby składała się ona z wtórnika emiterowego (zbudowanego na tranzystorze T_2) jako stopnia wyjściowego i wzmacniacza właściwego pracującego w układzie ze wspólnym emiterem (na tranzystorze T_1). W wyniku uzyskuje się wzmacniacz o zwiększonej rezystancji wejściowej, który nie obciąża wyjścia czwórnika sprzężenia zwrotnego.

7. Zdjąć amplitudową charakterystykę częstotliwościową otwartej pętli wybranego układu generatora tranzystorowego. Układ wzmacniacza tranzystorowego W2 (na tranzystorze T_2) należy połączyć tak, by stanowił strukturę identyczną z układem wzmacniacza W1.

   Wejście wzmacniacza W1 należy wysterować z zewnętrznego generatora funkcyjnego. Do wyjścia wzmacniacza W1 dołączyć wejście czwórnika sprzężenia zwrotnego, a do wyjścia tego czwórnika dołączyć wejście wzmacniacza W2. Woltomierz mierzący napięcie wyjściowe układu dołączyć do wyjścia czwórnika sprzężenia. Zmieniać częstotliwość napięcia sterującego, mierzyć napięcie wejściowe i wyjściowe układu oraz częstotliwość.

   Uwaga

   Badana otwarta pętla generatora pracuje tu w warunkach normalnego obciążenia wyjścia czwórnika sprzężenia zwrotnego rezystancją wejściową czwórnika wzmacniacza.

8. Dla częstotliwości pozornego rezonansu f_o zmierzyć tłumienie wprowadzane przez czwórnik sprzężenia zwrotnego w warunkach, gdy:
   a) czwórnik jest obciążony obwodem wejściowym wzmacniacza W2,
   b) gdy wejście czwórnika jest nieobciążone.

4.6. Tematy do opracowania

1. Częstotliwość zmierzoną przy znamionowym napięciu zasilającym i przy $R_O = \infty$ porównać z częstotliwością obliczoną na podstawie danych schematowych według wzorów podanych w tablicach 4.1 i 4.2. Wyjaśnić rozbieżności.

2. W celu ułatwienia porównania parametrów generatorów wykreślić (zdjęte w punktach 3, 4 i 5 programu ćwiczenia) charakterystyki tego samego typu (np. $U_o = f(R_o)$) dla różnych badanych generatorów we wspólnym układzie współrzędnych (papier milimetrowy!).
3. Określić stałość częstotliwości $\frac{\Delta f}{f_o}$ badanych generatorów przy zmianach napięcia zasilania oraz rezystancji obciążenia.
4. Wykreślić charakterystykę zdjętą w punkcie 7.
5. Przeanalizować uzyskane wyniki pomiarów i obliczeń oraz zdjęte charakterystyki. Podać wnioski i spostrzeżenia, porównać przebadane generatory.

4.7. Literatura

1. Malzacher S.: (red.) Elektronika przemysłowa. Skrypt Pol. Śl. nr 1438, Gliwice 1989, t. 1, rozdz. 3.2.
2. Filipkowski A.: Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe. WNT, Warszawa 1978, rozdz. 7.
3. Tietze U., Schenk Ch.: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1978, rozdz. 15.
4. Zagajewski T.: Układy elektroniki przemysłowej. WNT, Warszawa 1971, rozdz. 5.
5. Niedźwiedzki M., Rasiukiewicz M.: Nieliniowe elektroniczne układy analogowe WNT, Warszawa 1991, rozdz. 2.

Ćwiczenie 5

STABILIZATORY NAPIĘCIA O DZIAŁANIU CIĄGŁYM

5.1. Cel ćwiczenia

W trakcie ćwiczenia studenci zapoznają się z właściwościami podstawowych układów stabilizacji napięć stałych wykonanych tak w technice dyskretnej, jak i z wykorzystaniem układów scalonych. Program ćwiczenia obejmuje badanie zarówno prostego stabilizatora parametrycznego, jak i wysokiej jakości stabilizatora monolitycznego.

5.2. Wprowadzenie

Przez pojęcie stabilizatora napięcia stałego rozumiemy układ elektroniczny, którego zadaniem jest utrzymanie stałej w czasie wartości napięcia wyjściowego, niezależnie od zmian wartości napięcia wejściowego, prądu obciążenia i temperatury otoczenia. Istnieje kilka kryteriów podziału stabilizatorów napięcia, a to:

- Zasada działania i tu wyróżniamy:
  - stabilizatory parametryczne – są to układy wykorzystujące elementy elektroniczne o nieliniowych charakterystykach prądowo-napięciowych, takie jak diody stabilizacyjne, warystory i termistory. Zmiana wartości jednego z parametrów elementu stabilizacyjnego przeciwdziała zmianom wartości stabilizowanego napięcia. Układy te charakteryzują się z jednej strony prostotą konstrukcji i niską ceną, ale z drugiej strony niską sprawnością i kiepskimi współczynnikami stabilizacji;

- stabilizatory kompensacyjne (regulacyjne) - są to układy utrzymujące stałą wartość napięcia wyjściowego na zasadzie regulacji automatycznej. Wykorzystanie pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego umożliwia sterowanie elementu regulacyjnego sygnałem uzyskanym w procesie ciągłego porównywania napięcia stabilizowanego ze wzorcowym napięciem odniesienia. Zadaniem elementu regulacyjnego jest kompensacja wszelkich zmian napięcia wyjściowego.

- Sposób stabilizacji napięcia. W tym przypadku wyróżniamy:
  - stabilizatory o działaniu ciągłym (liniowym) – są to takie układy, które pracują w sposób ciągły w aktywnym zakresie charakterystyk, a więc w czasie pracy następuje ciągły przepływ prądu obciążenia. Stabilizacja polega na ciągłej zmianie rezystancji elementu regulacyjnego, następującej w takt zmian czynników destabilizujących. Sprawności stabilizatorów ciągłych nie są zbyt wielkie i zawierają się w granicach od ok. 10% do 50%;
  - stabilizatory impulsowe – układy, w których element regulacyjny pracuje w sposób impulsowy, okresowo podając na obciążenie napięcie wejściowe. W efekcie napięcie wyjściowe ma kształt impulsów prostokątnych, a jego wartość średnia zależy od współczynnika wypełnienia sygnału sterującego pracą elementu regulacyjnego. Impulsowe napięcie wyjściowe musi być odpowiednio filtrowane, aby uzyskać stałą wartość napięcia stabilizowanego. Podstawową zaletą tego rozwiązania jest uzyskiwanie sprawności w zakresie od 60% do 90%.

- Konstrukcja, która umożliwia podział na:
  - stabilizatory budowane z elementów dyskretnych (diody, tranzystory...);
  - stabilizatory z układami scalonymi (np.: wzmacniaczami operacyjnymi);
  - stabilizatory hybrydowe (wykonane w technikach cienko- lub grubowarstwowych);
  - stabilizatory monolityczne (wykonane w postaci specjalizowanych układów scalonych).

Właściwości układów stabilizacji napięcia są charakteryzowane za pomocą odpowiednich parametrów technicznych, spośród których do najważniejszych zaliczamy:

- **Znamionowe napięcie wyjściowe U_{ON}** – wartość wyjściowego napięcia stabilizowanego z określoną tolerancją, w sytuacji gdy stabilizator pracuje w znamionowych warunkach pracy.
- **Tolerancja napięcia wyjściowego δU_{ON}** – maksymalna, dopuszczalna względna zmiana wartości napięcia stabilizowanego wywołana przez czynniki wpływające, takie jak zmiany napięcia wejściowego i prądu obciążenia:

$$\delta U_{ON} = \frac{\Delta U_{ON\,max}}{U_{ON}} \cdot 100\,[\%] \tag{5.1}$$

gdzie: ΔU_{ONmax} – maksymalna różnica pomiędzy wartością nominalną U_{ON} a wartością rzeczywistą w najbardziej niekorzystnych warunkach.

- **Zakres zmian napięcia wyjściowego** – (dla stabilizatorów o regulowanej wartości napięcia wyjściowego U_0) jest to zakres stabilizowanego napięcia wyjściowego, w którym obowiązują parametry katalogowe stabilizatora.
- **Zakres zmian napięcia wejściowego** – minimalna i maksymalna wartość napięcia wejściowego, zasilającego stabilizator, w obrębie której producent zapewnia poprawną pracę układu.
- **Współczynnik stabilizacji od zmian napięcia wejściowego G_U (WSN, IR)**– istnieje kilka stosowanych definicji tego parametru:

  (a) Wielkość zmian napięcia stabilizowanego ΔU_0 wywołanych ustalonymi zmianami napięcia wejściowego ΔU_I (zwykle ±10%):

$$G_U = \frac{\Delta U_0}{\Delta U_I} \cdot 100\,[\%] \tag{5.2}$$

  (b) Względny współczynnik stabilizacji G_U^0 określający względną zmianę napięcia stabilizowanego wywołaną ustaloną zmianą napięcia wejściowego:

$$G_U^0 = \frac{\dfrac{\Delta U_0}{U_0}}{\dfrac{\Delta U_I}{U_I}} \cdot 100\,[\%] \tag{5.3}$$

  (c) Względna zmiana napięcia wyjściowego odniesiona do ustalonej zmiany napięcia wejściowego:

$$WSN = \frac{\Delta U_0}{U_0 \cdot \Delta U_I} \cdot 100\,[\%/V] \tag{5.4}$$

- **Współczynnik stabilizacji od zmian obciążenia G_L (WOSN, LR)**- względna zmiana napięcia stabilizowanego wywołana ustaloną zmianą prądu obciążenia:

$$G_L = \frac{U_{0L} - U_{0H}}{U_{0L}} \cdot 100\,[\%] \tag{5.5}$$

gdzie: U_{0L} – wartość napięcia stabilizowanego przy minimalnej wartości prądu obciążenia I_{0min} ;

U_{0H} - wartość napięcia stabilizowanego przy maksymalnej wartości prądu obciążenia I_{0max}.

Współczynnik ten bywa też definiowany jako stosunek bezwzględnej zmiany napięcia stabilizowanego wywołanej ustaloną zmianą prądu obciążenia, odniesiony do tej zmiany prądu obciążenia:

$$G_L = \frac{U_{0L} - U_{0H}}{I_{0\,max} - I_{0\,min}} \quad [V/A] \tag{5.5a}$$

lub względnej zmiany napięcia stabilizowanego odniesionej do względnej zmiany prądu obciążenia:

$$G_L^* = \frac{I_{0N}}{U_{0N}} \cdot \frac{U_{0L} - U_{0H}}{I_{0\,max} - I_{0mn}} \cdot 100\,[\%] \tag{5.5b}$$

- **Współczynnik tłumienia tętnień WTT (RR)** – jest miarą tłumienia tętnień przez układ stabilizatora poprzez wzajemne porównanie międzyszczytowych wartości tętnień na wejściu ΔU_{IT} i wyjściu ΔU_{0T} , zgodnie z wyrażeniami (5.6):

$$WTT = \frac{\Delta U_{0T}}{\Delta U_{IT}} \cdot 100\,[\%] \tag{5.6a}$$

lub

$$WTT = 20 \cdot \log \frac{\Delta U_{0T}}{\Delta U_{IT}} \quad [dB] \tag{5.6b}$$

- **Międzyszczytowa wartość napięcia tętnień na wyjściu ΔU_{0T}.**
- **Napięcie różnicowe między wejściem a wyjściem ΔU_{IO}** – minimalna (czasem i maksymalna) różnica napięcia między wejściem a wyjściem stabilizatora, przy której układ jeszcze pracuje poprawnie: $\Delta U_{IO} = (U_0 - U_I)_{min}$.
- **Zakres zmian napięcia wejściowego** – minimalna i maksymalna wartość napięcia wejściowego, zasilającego stabilizator, w obrębie której producent zapewnia poprawną pracę układu.

- **Temperaturowy zakres pracy** – dopuszczalny zakres temperatur pracy stabilizatora, zawarty pomiędzy minimalną i maksymalną (graniczną) temperaturą pracy. Przykładowo, zakres przemysłowy to 0°C do +70°C, a zakres militarny to –55°C do +125°C.
- **Współczynnik temperaturowy napięcia wyjściowego TWN (ATC)** – parametr umożliwiający określenie, o ile procent zmieni się napięcie wyjściowe przy zmianie temperatury otoczenia o 1°C, wyznaczany dla ustalonej zmiany tej temperatury, zgodnie z zależnością:

$$TWN = \pm \frac{U_{0max} - U_{0min}}{U_0(25°C) \cdot \Delta T_a} \cdot 100\,[\%/°C] \qquad (5.7)$$

gdzie: ΔT_a – zakres temperatur pracy;

U_{0max} – napięcie wyjściowe dla temperatury T_{amax};

U_{0min} - napięcie wyjściowe dla temperatury T_{amin}.

- **Nominalny prąd wyjściowy** I_{ON} – maksymalna wartość prądu obciążenia, przy którym zachowane są jeszcze podane parametry katalogowe, przy założeniu że stabilizator pracuje w znamionowych warunkach pracy.
- **Maksymalny prąd wyjściowy** I_{Omax} – prąd, przy którym włącza się (o ile stabilizator taki posiada) układ nadprądowego zabezpieczenia stabilizatora.
- **Prąd zwarciowy** I_{0S} - wartość prądu obciążenia stabilizatora, w sytuacji gdy wyjście jest zwarte do masy.
- **Minimalny prąd wyjściowy** I_{Omin} – minimalna wartość prądu obciążenia, przy którym zachowane są jeszcze podane parametry katalogowe, przy założeniu że stabilizator pracuje w znamionowych warunkach pracy.
- **Prąd spoczynkowy** – prąd pobierany przez układ nieobciążonego stabilizatora.
- **Wyjściowe napięcie szumów** – wartość skuteczna napięcia szumów na wyjściu stabilizatora mierzona przy stałym obciążeniu i bez tętnień na wejściu. Może być podawana w μV dla całego zakresu częstotliwości lub w $[\mu V/\sqrt{Hz}]$, gdy uwzględniana jest zależność od częstotliwości.
- **Stabilność czasowa LTS** – jest to parametr charakteryzujący zachowanie stabilizatora w trakcie długotrwałej pracy w warunkach znamionowych, a definiowany zgodnie z wyrażeniem:

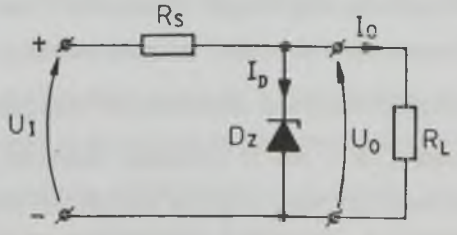
$$LTS = \frac{\Delta U_0}{U_0 \cdot t} \cdot 100\,[\%/\text{godz.}] \tag{5.8}$$

gdzie: t – czas pomiaru (np.: 1000 godzin).

- **Rezystancja wyjściowa dla prądu stałego.**
- **Impedancja wyjściowa dla prądu zmiennego.**
- **Czas odpowiedzi na zakłócenie impulsowe** – jest to czas, jaki upływa od chwili gwałtownej zmiany napięcia wyjściowego do chwili ustabilizowania się tego napięcia na poprzedniej wartości. Można tu wyróżnić dwa czasy, które nie muszą być takie same: czas przy gwałtownym zmniejszaniu obciążenia i czas przy gwałtownym zwiększaniu obciążenia.
- **Maksymalna moc strat P_{max}** – maksymalna moc, jaka może się wydzielić w stabilizatorze (lub elemencie regulacyjnym) w trakcie długotrwałej jego pracy w znamionowej temperaturze otoczenia (zwykle T_a =25°C), nie powodując jego uszkodzenia.
- **Sprawność energetyczna** η - wzajemny stosunek mocy oddanej do obciążenia i mocy dostarczonej do stabilizatora.

5.2.1. Stabilizatory parametryczne

Do najprostszych układów umożliwiających stabilizację napięć należą stabilizatory parametryczne. Przykładowe rozwiązanie jednostopniowego stabilizatora przedstawiono na rys.5.1. Jest to układ dzielnika napięciowego, złożonego z diody stabilizacyjnej D_Z i rezystora szeregowego R_S (którego zadaniem jest między innymi ograniczenie maksymalnej wartości prądu obciążenia I_0). Równolegle do diody dołącza się obciążenie R_L. Zmiany spadku napięcia na diodzie stabilizacyjnej D_Z są bardzo małe, gdyż punkt pracy znajduje się na charakterystyce w zakresie przebicia. W efekcie



Rys. 5.1. Podstawowe ogniwo stabilizatora parametrycznego

zmiana wartości napięcia wejściowego U_I jest kompensowana zmianą spadku napięcia na rezystorze R_S , gdyż element regulacyjny, jakim jest dioda stabilizacyjna D_Z, przewodzi odpowiednio większy lub mniejszy prąd I_D, utrzymując stałą wartość napięcia wyjściowego U_0. Z drugiej strony zmiana wartości obciążenia R_L, a więc wartości prądu obciążenia I_0, powoduje odpowiednią zmianę prądu I_D, tak że napięcie stabilizowane U_0 nie ulega zmianie. Współczynnik stabilizacji napięcia G_U (wg zależności 5.2) przyjmuje postać:

$$G_U = \frac{\frac{r_Z \cdot R_L}{r_Z + R_L}}{R_S + \frac{r_Z \cdot R_L}{r_Z + R_L}} \approx \frac{r_Z}{R_S} \tag{5.9}$$

gdzie: r_Z - rezystancja dynamiczna diody stabilizacyjnej D_Z;

R_S - rezystor szeregowy;

R_L - rezystor obciążenia.

W praktyce, dla zapewnienia wystarczająco małych wartości współczynnika stabilizacji napięcia G_U należy tak dobrać elementy składowe, aby spełnione były warunki (5.10), co oznacza, że rezystancja dynamiczna diody powinna być jak najmniejsza,

$$R_Z << R_S \tag{5.10a}$$

$$R_Z << R_L \tag{5.10b}$$

natomiast wartość rezystancji R_S możliwie duża, co niestety związane jest z dużą stratą mocy na niej. W praktyce, wartości współczynnika stabilizacji G_U mogą się zawierać w granicach 1,25 – 0,6 %. Istotne jest też, aby rezystancja wyjściowa r_0 stabilistora była możliwie mała. Przy spełnieniu warunków (5.10), zgodnie z zależnością (5.11) jej wartość określona jest przez rezystancję dynamiczną diody stabilizacyjnej r_Z:

$$r_0 = \frac{R_S \cdot r_Z}{R_S + r_Z} \approx r_Z \tag{5.11}$$

Przy projektowaniu takiego stabilizatora napotkamy następujące istotne ograniczenia:

- I_{Smax} – maksymalny dopuszczalny prąd diody stabilizacyjnej ze względu na maksymalną moc strat P_{ds}

$$I_{Smax} = \frac{P_{ds}}{U_Z} \tag{5.12}$$

- I_{Smin} – minimalny prąd diody stabilizacyjnej, wynikający ze względu na zakrzywienie charakterystyki przebicia przy małych prądach, oraz drastyczny wzrost rezystancji dynamicznej r_Z diody.

W rezultacie zakres zmian prądu obciążenia I_0 jest niewielki, tak że obciążenie powinno mieć wartość prawie stałą. Sprawność energetyczna η układu też nie jest wielka i nie przekracza 10%. Dodatkowo jej wartość maleje przy optymalizowaniu warunków pracy dla uzyskania jak najmniejszych wartości współczynnika stabilizacji napięcia G_U (patrz zależność 5.4), ponieważ prowadzi do wyboru możliwie dużych napięć wejściowych U_I.

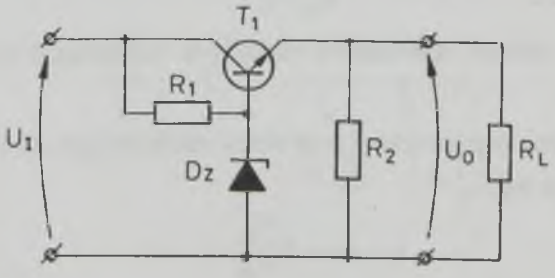
Inną drogą poprawy stabilizacji napięcia wyjściowego U_0 jest szeregowe łączenie kilku stabilizatorów parametrycznych z rys.5.1. W praktyce nie spotyka się konstrukcji zawierających więcej niż dwa człony. Wartość współczynnika stabilizacji G_U można określić z zależności (5.13):

$$G_U = G_{U1} \cdot G_{U2} \approx \frac{r_{z1}}{R_{s1}} \cdot \frac{r_{z2}}{R_{s2}} \tag{5.13}$$

Osiąga on wartości rzędu 0,1%, ale niestety wzrasta wówczas wpływ temperatury.

5.2.2. Stabilizator kompensacyjny z wewnętrznym sprzężeniem zwrotnym

Stabilizatory kompensacyjne można podzielić na stabilizatory z wewnętrznym i zewnętrznym sprzężeniem zwrotnym. W przypadku stabilizatorów z wewnętrznym sprzężeniem zwrotnym ten sam element porównuje napięcie stabilizowane z napięciem wzorcowym oraz steruje pracą elementu regulacyjnego. Przykładowe rozwiązanie przedstawiono na rys.5.2. Układ ten nosi też nazwę stabilizatora wtórnikowego, ponieważ napięcie wyjściowe U_0 powtarza napięcie diody stabilizacyjnej, różnicę



Rys. 5.2. Stabilizator z wewnętrznym sprzężeniem zwrotnym (wtórnikowy)

napięcia baza-emiter tranzystora. Zasada działania jest podobna do stabilizatora parametrycznego, z tym że prądy płynące przez diodę D_Z są $(\beta + 1)$ razy mniejsze. Elementem kompensującym zmiany napięcia stabilizowanego jest tranzystor T_1, elementem porównującym i sterującym jest dioda stabilizacyjna D_Z, natomiast rezystor R_1 dostarcza prądu niezbędnego do ustalenia punktów pracy diody i tranzystora. Jego wartość może być mniejsza od rezystancji R_S w układzie parametrycznym. Zmiany prądu płynącego przez rezystor R_1, a wywołane przez zmiany napięcia wejściowego ΔU_I kompensowane są przez diodę stabilizacyjną:

$$\Delta U_0 = \Delta U_Z = \frac{r_Z}{R_1 + r_Z} \cdot \Delta U_I \approx \frac{r_Z}{R_1} \cdot \Delta U_I \tag{5.14}$$

Tak więc dzięki właściwemu doborowi stabilistora oraz rezystancji R_1 można uzyskać tłumienie tętnień napięcia wejściowego rzędu 90 – 99%. Współczynnik stabilizacji G_U dla tego układu przedstawia zależność:

$$G_U \cong \frac{1}{1 + \frac{R_1}{r_Z} + \frac{R_1}{\beta \cdot R_L}} \approx \frac{r_Z}{R_1} \tag{5.15}$$

W celu uzyskania odpowiednich wartości współczynnika stabilizacji G_U należy dążyć do spełnienia warunku: $R_1 >> r_Z$, co jest łatwiejsze do uzyskania niż w stabilizatorze parametrycznym. Ponieważ w tej sytuacji przez diodę stabilizacyjną płynie znacznie mniejszy prąd ($R_1 >> R_S$), to i jej rezystancja dynamiczna r_Z przenoszona na wyjście stabilizatora jest $(\beta + 1)$ razy mniejsza. Zapewnia to znaczne zmniejszenie rezystancji wyjściowej układu, co ilustruje wyrażenie (5.16):

$$r_0 = r_{eb} + \frac{r_Z}{\beta + 1} \approx \frac{\varphi_T}{I_E} + \frac{r_Z}{\beta} \tag{5.16}$$

gdzie: r_{eb} - rezystancja złącza emiter-baza tranzystora T_1;

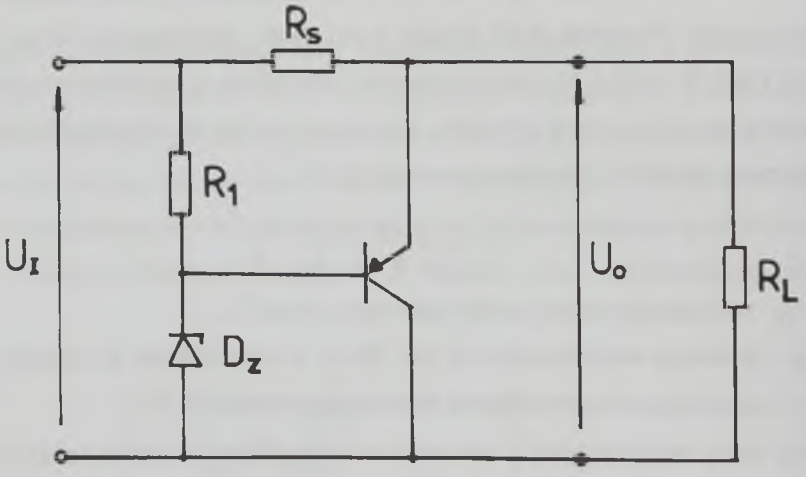
φ_T - potencjał elektrokinetyczny (ok. 26 mV w temperaturze pokojowej);

β - współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora T_1.

Zasilanie diody stabilizacyjnej z niestabilizowanego napięcia wejściowego U_I prowadzi w konsekwencji do tego, że uzyskiwane w praktyce współczynniki stabilizacji G_U są tylko nieco lepsze niż w przypadku prostego układu parametrycznego. Tym niemniej rozwiązanie to zapewnia wzrost sprawności energetycznej η całego układu, polepszenie właściwości temperaturowych, gdyż współczynniki temperaturowych zmian napięć na złączach diody i tranzystora częściowo wzajemnie się kompensują,

oraz znacznie większy zakres zmian prądu obciążenia I_0. Łączne wahania napięcia wejściowego U_I i prądu obciążenia I_0 mogą być znacznie większe od maksymalnego dopuszczalnego prądu diody stabilizacyjnej I_{Smax}. Wartość maksymalnego prądu obciążenia I_0 jest ograniczona przez wartość maksymalnego dopuszczalnego prądu kolektora I_{Cmax} oraz dopuszczalną moc wydzielaną w tranzystorze P_{Cmax}. W celu zwiększenia wartości tego prądu oraz dalszego zmniejszenia wartości prądu zasilającego diodę stabilizacyjną stosuje się w miejsce tranzystora T_1 układ Darlingtona. Pozwala to na dalsze zwiększenie wartości rezystora R_1 wraz ze wszystkimi tego konsekwencjami.

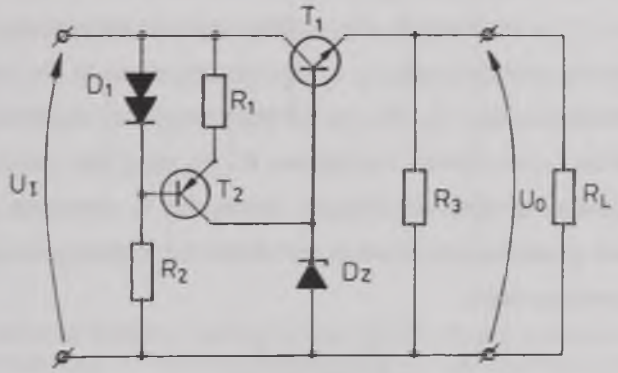
Układ przedstawiony na rys.5.2 jest układem stabilizatora szeregowego, ponieważ element regulacyjny połączony jest szeregowo z obciążeniem. Tranzystor regulacyjny można też połączyć równolegle z obciążeniem (rys.5.3), w rezultacie powstanie układ stabilizatora równoległego. I w tym przypadku napięcie stabilizowane będzie równe napięciu diody stabilizacyjnej pomniejszonemu o spadek napięcia na złączu baza-emiter tranzystora. Właściwości tego układu będą podobne do układu szeregowego, z tym że przybędzie dodatkowe źródło strat, gdyż na szeregowym rezystorze R_S będzie się wydzielać dodatkowa moc strat.



Rys. 5.3. Równoległy stabilizator kompensacyjny z wewnętrznym sprzężeniem zwrotnym

Dalszą istotną poprawę współczynnika stabilizacji G_U można uzyskać poprzez wstępną stabilizację wartości prądu zasilającego diodę stabilizacyjną, za pomocą

statycznego źródła prądowego. Przykładowe rozwiązanie przedstawiono na rys.5.4, gdzie układ źródła prądowego tworzą: tranzystor T_1, dioda D_1 i rezystory R_1 i R_2. Uzyskane wartości współczynnika stabilizacji nie przekroczą jednak wartości $G_U \leq 0{,}001$ ze względu na jego niestabilność termiczną – wahania napięcia wyjściowego powodowane termicznymi zmianami wartości parametrów elementów składowych układu stabilizatora.



Rys. 5.4. Zmodyfikowany równoległy stabilizator kompensacyjny

5.2.3. *Stabilizator kompensacyjny z zewnętrznym sprzężeniem zwrotnym*

W stabilizatorach z zewnętrzną pętlą sprzężenia zwrotnego układy regulacyjny i porównujący są rozdzielone. W prostszych rozwiązaniach układ porównujący napięcie stabilizowane z napięciem wzorcowym (wzmacniacz błędu lub wzmacniacz porównujący) jednocześnie wzmacnia różnicę tych dwóch napięć. W stabilizatorach wyższej klasy stosuje się jeszcze dodatkowy wzmacniacz pracujący w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Wzmacniacz błędu powinien charakteryzować się dużym wzmocnieniem, dużą rezystancją wejściową, niskim poziomem szumów oraz małym dryftem temperaturowym, ponieważ jego właściwości wpływają istotnie na wartość współczynnika stabilizacji. Podobnie istotnym elementem jest źródło napięcia wzorcowego, którym najczęściej jest dioda stabilizacyjna. Dioda ta powinna mieć możliwie najmniejszy współczynnik temperaturowy zmian napięcia, co uzyskuje się drogą odpowiedniej selekcji lub poprzez zastosowanie stabilistorów skompensowanych. Ponieważ wartości napięcia wyjściowego i napięcia wzorcowego nie muszą być równe,

to można stosować diody stabilizacyjne z zakresu napięciowego $6\ V \le U_Z \le 7\ V$, które charakteryzują się najlepszymi właściwościami temperaturowymi.

Schemat blokowy szeregowego stabilizatora z ujemnym sprzężeniem zwrotnym zamieszczono na rys.5.5. Zasada działania jest następująca: część napięcia wyjściowego mU_0 uzyskiwana za pomocą elementu próbkującego (4) jest porównywana z napięciem odniesienia U_Z, a następnie wzmacniana w układzie wzmacniacza porównującego (2) k_U razy. W efekcie napięcie błędu $U_\varepsilon = k_U \cdot (U_Z - mU_0)$ steruje elementem regulacyjnym (1) w taki sposób, aby zmiana napięcia wyjściowego U_0 powodowała odwrotną zmianę wartości prądu I_0, a więc aby ten element utrzymywał stałą wartość napięcia stabilizowanego U_0. Na rys.5.6 przedstawiono najprostszą realizację omówionego układu, gdzie dzielnik napięciowy R_1, R_2 pełni rolę układu próbkującego, tranzystor T_1 jest elementem regulującym, tranzystor T_2 wzmacnia sygnał błędu, natomiast źródłem napięcia wzorcowego jest dioda D_Z. Współczynnik stabilizacji napięciowej G_U przyjmuje postać:

$$G_U = \frac{1}{1 + k_U \cdot m} \approx \frac{1}{k_U \cdot m} \tag{5.17}$$

$$k_U = g_{m2} \cdot R_3 \cdot m \approx m \cdot \alpha_0 \cdot g_{eb} \cdot R_3 \tag{5.18}$$

gdzie: k_U - wzmocnienie napięciowe tranzystora T_2;

g_{m2} - transkonduktancja tranzystora T_2;

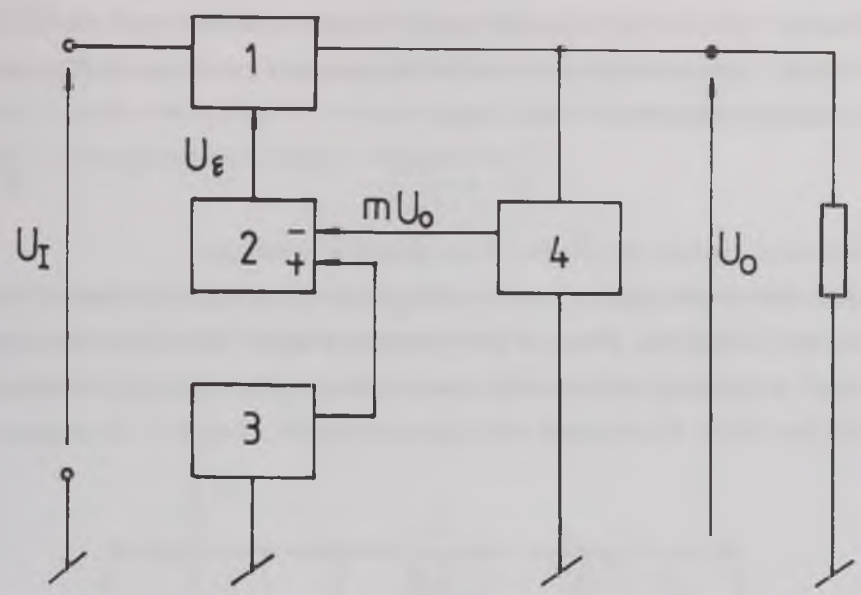
α_0 - zwarciowy współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora T_2 ;

g_{eb} - konduktancja złącza baza-emiter tranzystora T_2.

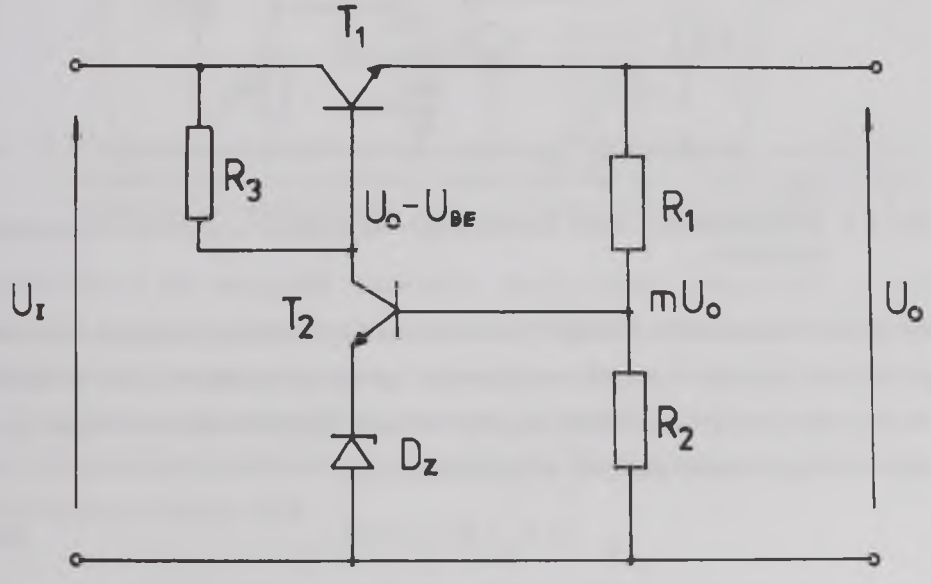
Z zależności (5.17) wynika, że dla uzyskania odpowiednio małych wartości współczynnika stabilizacji napięciowej G_U wzmacniacz błędu powinien mieć jak największe wzmocnienie napięciowe, co oznacza konieczność stosowania dużych wartości rezystancji rezystora R_3. Jest to jednak ograniczone koniecznością dostarczenia odpowiedniego prądu do zasilania bazy tranzystora T_1 i kolektora tranzystora T_2. Z kolei wartość rezystancji wyjściowej r_0 układu jest dana wyrażeniem (5.19), z którego wynika, że należy dążyć do jak największych wartości wzmocnienia napięciowego k_U.

$$r_0 = \frac{1}{m \cdot k_U \cdot g_{m1}} \tag{5.19}$$

gdzie: g_{m1} – transkonduktancja tranzystora T_1.



Rys. 5.5. Schemat blokowy szeregowego stabilizatora z zewnętrzną pętlą sprzężenia zwrotnego: 1 – element regulacyjny, 2 – wzmacniacz porównujący, 3 – źródło wzorcowego napięcia, 4 – element próbkujący



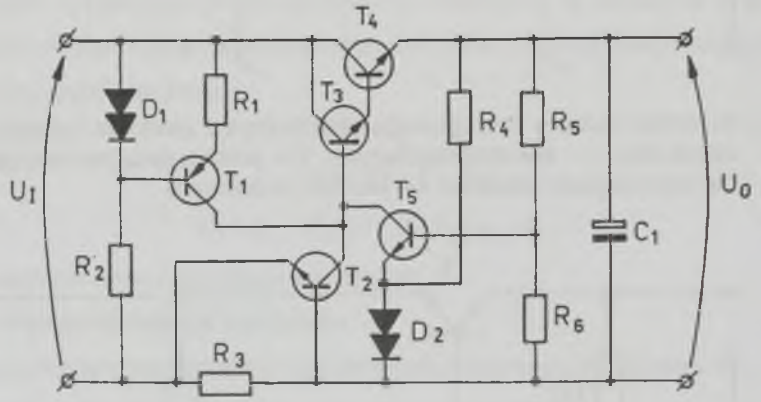
Rys. 5.6. Schemat blokowy podstawowego układu szeregowego stabilizatora z ujemnym sprzężeniem zwrotnym

W realizacjach praktycznych uzyskuje się rezystancje wyjściowe rzędu 10 mΩ. Tłumienie tętnień napięcia wejściowego można wyznaczyć z zależności (5.20), z której wynika, że są one tłumione $(1 + m \cdot k_U)$ razy.

$$\Delta U_0 = \frac{\Delta U_i}{1 + m \cdot k_U} \tag{5.20}$$

Jest to równanie typowe dla układów ze sprzężeniem zwrotnym.

W celu zwiększenia zakresu prądów wyjściowych I_0 w miejsce tranzystora T_1 stosuje się układ Darlingtona. Podobnie jak w układzie z rys.5.4 można również rezystor R_3 zastąpić statycznym źródłem prądowym, co zdecydowanie polepszy właściwości stabilizacyjne układu. Rozwiązanie takie zaprezentowano na rys.5.7. Ze względu na



Rys. 5.7. Zmodyfikowany układ szeregowego stabilizatora z ujemnym sprzężeniem zwrotnym

swoje dobre właściwości stabilizatory te umożliwiają stabilizację napięcia wyjściowego tak przy zmianach napięcia wejściowego, jak i przy zmianach prądu obciążenia. Istotną zaletą jest też możliwość regulacji wartości napięcia stabilizowanego U_0, poprzez zmianę stosunku podziału m dzielnika R_1, R_2 :

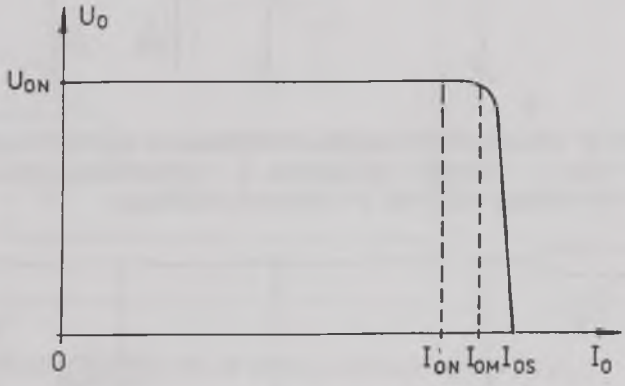
$$U_0 \approx \frac{1}{m} \cdot (U_z + 0{,}7\ \mathrm{V}) \tag{5.21}$$

Ich wadą jest brak własnego zabezpieczenia przed przeciążeniem lub zwarciem na wyjściu, co może prowadzić do zniszczenia układu. W tym celu stosuje się dodatkowe układy zabezpieczające. Na rys.5.7 rolę taką spełnia tranzystor T_2 i rezystor R_3. Wzrost wartości prądu obciążenia prowadzi do wzrostu spadku napięcia na rezysto-

rze R_3. Z chwilą osiągnięcia wartości krytycznej I_{Lmax} (zależność 5.22) tranzystor T_2 zostaje spolaryzowany w kierunku przewodzenia, a następnie nasyca się zwierając do masy kolektor tranzystora T_5, pracującego jako wzmacniacz błędu oraz bazę tranzystora T_3 sterującego tranzystorem regulacyjnym T_4.

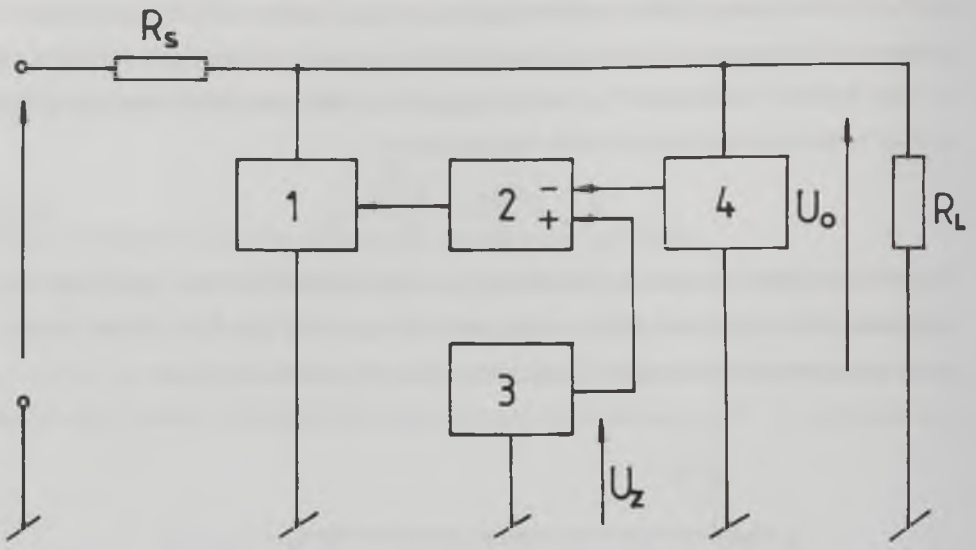
$$I_{Lmax} = \frac{U_{BE(2)}}{R_3} \approx \frac{0{,}7\ V}{R_3} = I_{OS} \tag{5.22}$$

W efekcie wartość napięcia wyjściowego U_O spada prawie do zera, natomiast prąd wyjściowy utrzymuje w przybliżeniu stałą wartość $I_{Lmax} \approx I_{OS}$ (rys. 5.8). W tym stanie pracy na kolektorze tranzystora T_4 wydziela się maksymalna moc strat.

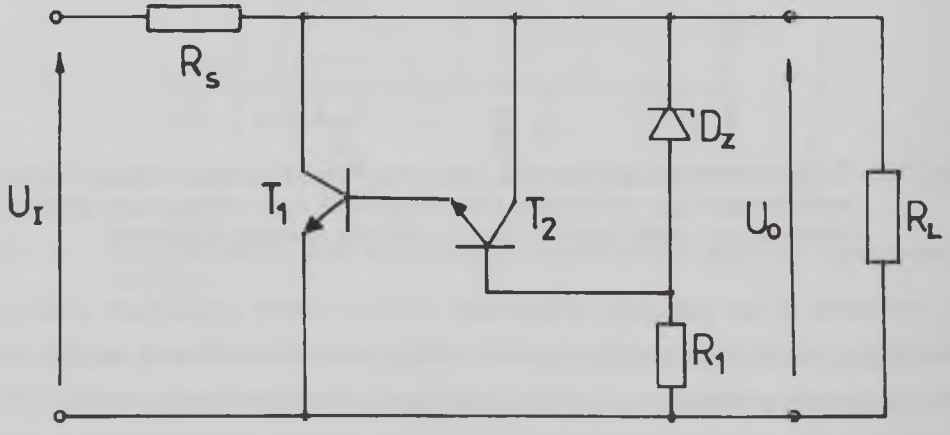


Rys. 5.8. Charakterystyka ogranicznika prądowego stabilizującego wartość prądu wyjściowego: I_{ON} – nominalny prąd obciążenia, I_{OM} – maksymalny prąd obciążenia, I_{OS} – prąd zwarcia, U_{ON} – nominalne napięcie wyjściowe

Omawiane w tym paragrafie stabilizatory można również zrealizować w wersji równoległej (rys. 5.9). W praktyce są one bardzo rzadko stosowane ze względu na małą sprawność energetyczną (zawsze pobierają z układu zasilającego maksymalny prąd) i stosunkowo dużą wartość rezystancji wyjściowej. Ich wielką zaletą jest naturalne zabezpieczenie przeciwzwarciowe na wyjściu. Przykład rozwiązania układowego zamieszczono na rys. 5.10.



Rys. 5.9. Schemat blokowy równoległego stabilizatora z zewnętrzną pętlą sprzężenia zwrotnego: 1 – element regulacyjny, 2 – wzmacniacz porównujący, 3 – źródło wzorcowego napięcia, 4 – element próbkujący

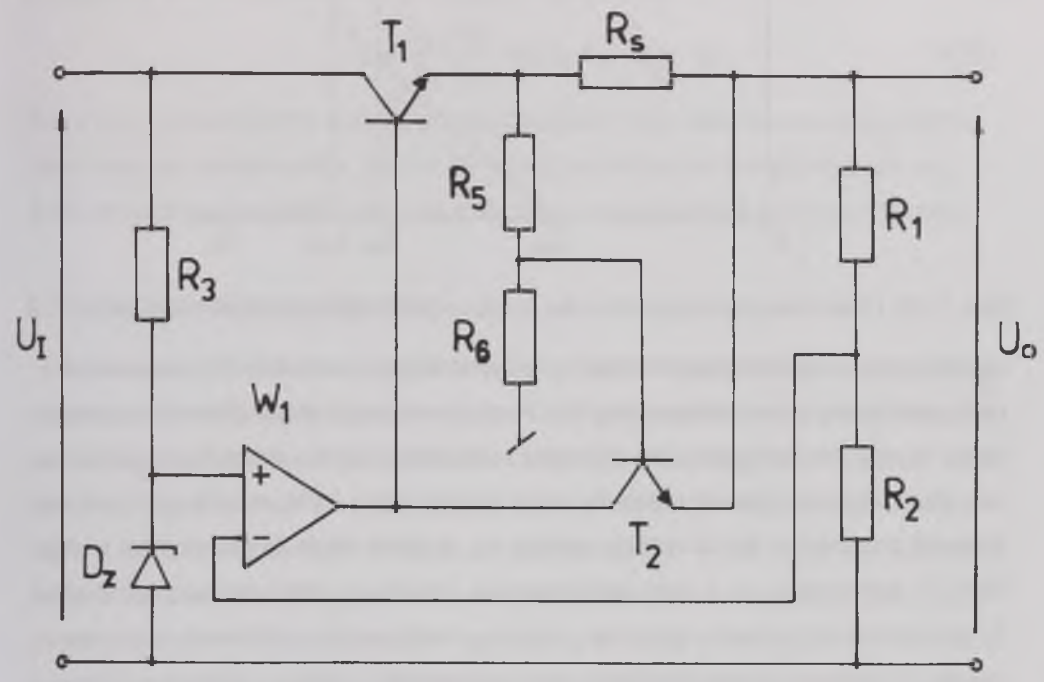


Rys. 5.10. Schemat ideowy podstawowego układu równoległego stabilizatora z ujemnym sprzężeniem zwrotnym

5.2.4. Stabilizatory ze wzmacniaczami operacyjnymi

Pojawienie się monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych umożliwiło ich wykorzystanie w roli wzmacniaczy błędu o parametrach zbliżonych do ideału. Przykład takiego rozwiązania zamieszczono na rys 5.11. W układzie tym wartość napięcia stabilizowanego można wyznaczyć następująco:

$$U_0 = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot U_z = \frac{U_z}{\beta} \tag{5.23}$$



Rys. 5.11. Stabilizator szeregowy ze wzmacniaczem operacyjnym

Natomiast rezystancja wyjściowa jest (K·β) razy mniejsza niż w przypadku wzmacniacza z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego:

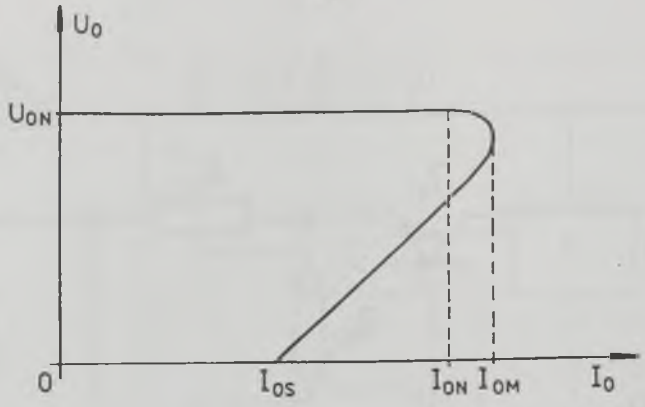
$$r_0 = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot \frac{r_{wy}}{K} \approx \frac{r_{wy}}{K \cdot \beta} \tag{5.24}$$

gdzie: r_{wy} - rezystancja wyjściowa wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego;

K - wzmocnienie różnicowe wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego;

β - współczynnik sprzężenia zwrotnego.

W omawianym układzie wykorzystano inny rodzaj zabezpieczenia nadprądowego, które dodatkowo zabezpiecza obciążenie przed uszkodzeniem w przypadku zwarcia dzięki możliwości zmniejszenia prądu obciążenia do zadanej, bliskiej zeru wartości (rys. 5.12). Zasada działania układu jest następująca: dopóki wartość prądu



Rys. 5.12. Charakterystyka ogranicznika prądowego z redukcją prądu obciążenia

obciążenia I_0 nie przekracza wartości maksymalnej I_{0M}, tranzystor T_1 jest odpowiednio wysterowany przez wzmacniacz W_1. Napięcie na rezystorach dzielnika napięciowego R_5 i R_6 jest proporcjonalne do napięcia wyjściowego U_0, natomiast napięcie na rezystorze R_S jest proporcjonalne do prądu obciążenia I_0. W momencie gdy prąd obciążenia przekracza dopuszczalną wartość I_{0M}, spadek napięcia baza-emiter tranzystora T_2 wprowadza go w stan przewodzenia. Obniża to potencjał bazy tranzystora T_1 prowadząc do wzrostu napięcia pomiędzy kolektorem a emiterem, a w konsekwencji do jednoczesnego obniżenia wartości napięcia i prądu wyjściowego. Zmniejszenie wartości napięcia wyjściowego obniża spadek napięcia na rezystorze R_4, a więc i na bazie tranzystora T_2. W efekcie tranzystor T_2 wchodzi w stan coraz pełniejszego przewodzenia, co pociąga za sobą dalsze blokowanie tranzystora T_1. W ten sposób dzięki ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu następuje spadek wartości napięcia i prądu wyjściowego. Wartość prądu wyjściowego spada do momentu, gdy napięcie pomiędzy bazą a emiterem U_{BE} tranzystora T_2 osiągnie wartość wystarczającą do nasycenia tego tranzystora.

Opisany proces ograniczania prądu rozpoczyna się w momencie, gdy wartość napięcia baza-emiter tranzystora T_2 osiągnie wartość graniczną $U_{BE(G)} \approx 0{,}65$ V w temperaturze pokojowej. Należy pamiętać, że wartość ta zależy od temperatury złącza. W naszym przypadku nastąpi to, gdy spełniony będzie warunek:

$$U_{BE(G)} = \frac{R_6}{R_5 + R_6} \cdot (U_0 - I_0 \cdot R_S) - U_0 \qquad (5.25)$$

Na tej podstawie wyznacza się wartości rezystorów R_5 i R_6. Przykładowo, zakładając pewną wartość prądu zwarcia I_{0S}, można wyliczyć wartość rezystora R_S:

$$R_S = \frac{R_5 + R_6}{R_6} \cdot \frac{U_{BE(G)}}{I_{0S}} \tag{5.26}$$

a następnie wartość maksymalnego prądu obciążenia I_{0M}:

$$I_{0M} = \frac{R_5 + R_6}{R_6 \cdot R_S} \cdot U_{BE(G)} + \frac{R_5}{R_6 \cdot R_S} \cdot U_0 \tag{5.27}$$

Praca przy wykorzystaniu redukcji prądu obciążenia przy zwarciu na wyjściu stabilizatora jest bardzo korzystna, gdyż w tej sytuacji w tranzystorze regulacyjnym wydziela się znacznie mniejsza moc niż przy pracy ze zwykłym ograniczaniem prądu.

5.2.5. *Stabilizatory monolityczne*

Pierwszym krokiem w kierunku monolitycznych stabilizatorów napięcia było wprowadzenie wzmacniaczy operacyjnych do pętli sprzężenia zwrotnego układów regulacyjnych. Rozwiązanie to pozwoliło poprawić parametry stabilizatorów przynajmniej o rząd wielkości, między innymi poprawienie współczynnika stabilizacji napięcia z wartości rzędu 0,01 ÷ 0,05 % do wartości 0,005 ÷ 0,05 %. Szybki postęp w dziedzinie monolitycznych układów scalonych doprowadził do nieopłacalności budowy stabilizatorów ze wzmacniaczami operacyjnymi. Układy stabilizatorów wykonane w postaci scalonej powielają w zasadzie rozwiązania układowe znane z układów dyskretnych. Z reguły są one oparte na szeregowej stabilizacji napięcia (rys.5.5) i zawierają źródło napięcia odniesienia, wzmacniacz błędu, układ regulacyjny i układ zabezpieczający. Można wyróżnić pewne cechy wspólne tej grupy układów scalonych:

- Napięcie zasilające układ scalony jest napięciem przeznaczonym do stabilizacji;
- Wartości napięć stabilizowanych mogą być zarówno dodatnie, jak i ujemne z zakresu od 2 do 40 V;
- Wartość prądu obciążenia zawiera się w graniach od kilkudziesięciu do kilkuset mA, a przy zastosowaniu zewnętrznych tranzystorów mocy nawet do 10 A;
- Dobra sprawność przy minimalnej różnicy napięcia pomiędzy wejściem a wyjściem rzędu 2 ÷ 3 V;
- Mała impedancja wyjściowa rzędu 10 ÷ 20 mΩ;
- Powszechne wykorzystanie układów kompensujących wpływ temperatury, co zapewnia dobrą stabilność stałoprądową w szerokim zakresie temperatur otoczenia;

- Uniwersalność, polegająca na tym, że ten sam układ scalony można wykorzystać do stabilizacji ciągłej bądź impulsowej.

Monolityczne stabilizatory napięcia można podzielić na:

- Stabilizatory uniwersalne (precyzyjne) – które charakteryzują się tym, że mają możliwości regulowania napięcia wyjściowego w szerokim zakresie;
- Stabilizatory ogólnego przeznaczenia (lokalne) – które posiadają ustaloną wartość napięcia wyjściowego, a produkowane są w dwu-, trój- lub czterokońcówkowych obudowach;
- Stabilizatory specjalne – będące układami o wąsko wyspecjalizowanych własnościach, jak na przykład stabilizatory napięć symetrycznych, napięć o wartościach wyższych niż 40 V oraz napięć odniesienia o bardzo dużej stabilności czasowej, temperaturowej i dokładności.

Tablica 5.1

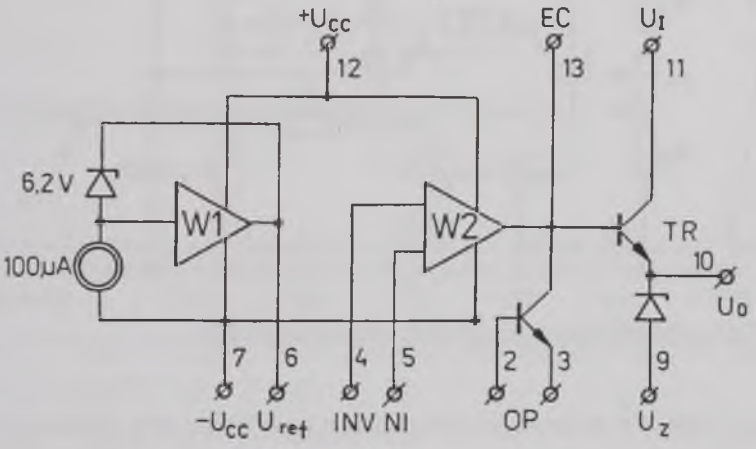
Typowe wartości podstawowych parametrów stabilizatora typu 723

Parametry	Jednostki	723	723 C
Zakres napięcia U_I	[V]	+9,5 ... +40	+9,5 ... +40
Zakres napięcia U_O	[V]	+2,0 ... +37,0	+2,0 ... +37,0
Minimalne: $\lvert U_O - U_I \rvert$	[V]	3	3
WSN (% U_O)	[%]	0,02	0,1
WOSN (% U_O)	[%]	0,03	0,03
Temperatura pracy	[°C]	- 55 ... +125	0 ... +70
TWN	[%/°C]	0,002	0,003
I_{Omax}	[mA]	150	150
I_{SP} (1)	[mA]	2,3	2,3
WTT	[dB]	74	74
U_Z	[V]	7,15	7,15
I_{ZW} (2)	[mA]	65	65
obudowa	-	TO –100, TO -116	

(1) Prąd spoczynkowy: $I_O = 0$, $U_I = 30$ V.

(2) Prąd zwarcia: $R_S = 10\ \Omega$, $U_O = 0$ V.

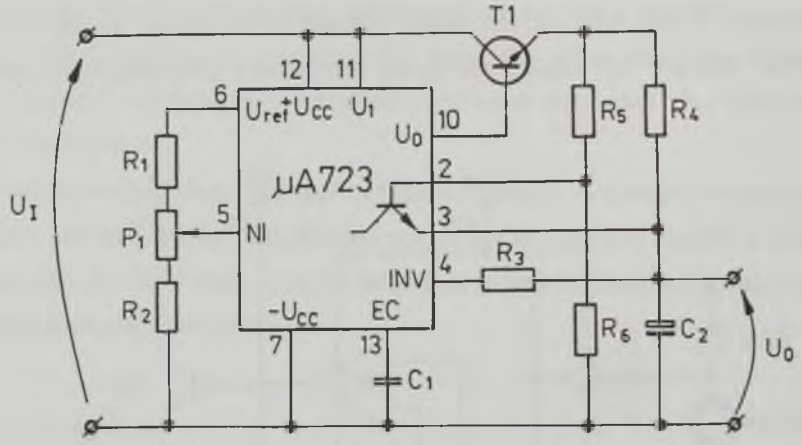
Przykładem stabilizatora należącego do pierwszej grupy jest opracowany przez firmę Fairchild, a produkowany przez wiele innych firm stabilizator μA 723 (odpowiedniki: SG723, SFC2723, TBA281, MIC723, SE550, NE550, CA3055, 8100, MAA723, ULY7523). W tablicy 5.1 zamieszczono podstawowe parametry tego stabilizatora. Przy korzystaniu z tego typu danych należy zdawać sobie sprawę, że parametry odpowiedników różnych firm często różnią się wartościami poszczególnych parametrów.



Rys. 5.13. Schemat blokowy monolitycznego stabilizatora typu 723 (obudowa DIL)

Na rys.5.13 zamieszczono jego schemat blokowy. Zawiera on: skompensowane temperaturowo źródło napięcia odniesienia W_1, różnicowy wzmacniacz błędu W_2, szeregowy regulacyjny tranzystor mocy TR oraz układ ograniczający prąd wyjściowy. Konstrukcja stabilizatora, poprzez wyprowadzenie na zewnątrz napięcia odniesienia U_{ref} (końcówka (6)), obu wejść wzmacniacza błędu (INV – (4), NI – (5)), bazy (2) i emitera (3) tranzystora ogranicznika prądu, kolektora (11) i emitera (10) tranzystora regulacyjnego oraz napięcia dodatkowej diody Zenera (9) czyni zeń układ bardzo uniwersalny, umożliwiający elastyczne wykorzystanie w wielu zróżnicowanych schematach aplikacyjnych. Dla przykładu możliwe jest zrealizowanie tak zwykłego ograniczania prądu wyjściowego (rys.5.8), jak i układu z automatyczną redukcją tego prądu (rys.5.12). Do wejścia odwracającego (4) wzmacniacza błędu podłącza się napięcie wyjściowe U_0, a do wejścia nieodwracającego (5) napięcie odniesienia U_{ref} (6) za pośrednictwem rezystancyjnego dzielnika napięciowego R_1, P_1, R_2. W zależności od

tego, które ze wspomnianych napięć podłączy się za pomocą tego dzielnika, można uzyskać przestrajanie napięcia wyjściowego U_0 w zakresie od 2 V do U_{ref} (tak jak na rys.5.14) lub od U_{ref} do 37 V, gdy odwrotnie. Tranzystor T_1 pełni rolę wzmacniacza



Rys. 5.14. Schemat aplikacyjny z układem stabilizatora 723

prądowego w układzie ogranicznika prądowego z automatyczną redukcją prądu obciążenia. Rezystory R_5 i R_6 stanowią dzielnik napięciowy tego układu, a rezystor R_4 pełni rolę czujnika prądowego. Prąd wyłączenia I_{0M} wyznacza się z zależności :

$$I_{0M} = \frac{(R_5 + R_6) \cdot U_{BE} + U_0 \cdot R_4}{R_4 \cdot (R_5 + R_6)} \tag{5.28}$$

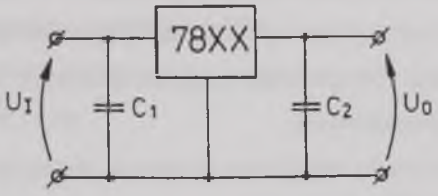
natomiast prąd zwarcia z wyrażenia:

$$I_{0S} = \frac{U_{BE} \cdot (R_5 + R_6)}{R_4 \cdot R_6} \tag{5.29}$$

Kondensator C_1 służy do kompensacji częstotliwościowej układu, a potencjometr P_1 do regulacji napięcia wyjściowego U_0.

Typowym przedstawicielem grupy stabilizatorów lokalnych dla napięć dodatnich są układy serii LM320 opracowane przez firmę National Semiconductor (SFC2800, μA7800, UL7500) (oraz napięć ujemnych LM340, μA7900, SFC2900). Seria tych stabilizatorów składa się z układów o ustalonych dodatnich napięciach wyjściowych: 5V (μA 7805), 6V, 8V, 12V, 15V, 18V I 24V. Układy te produkowane są w trójkońcówkowych obudowach: plastykowych TO – 220 i metalowych TO – 3. W przypadku pierwszej obudowy moc strat nie przekracza $P_{max} \leq 2$ W, a w przypadku drugiej

$P_{max} \leq 3$ W. Przy zastosowaniu radiatorów moc strat może wzrosnąć do 15 W. Stabilizatory z tej serii do pracy w układzie podstawowym wymagają tylko kondensatorów blokujących (rys.5.15). W tablicy 5.2 zamieszczono podstawowe parametry tej serii wzmacniaczy.



Rys. 5.15. Schemat aplikacyjny z układem stabilizatora typu 7800

Tablica 5.2

Typowe wartości podstawowych parametrów stabilizatorów serii 7800

Parametry	7805	7806	7808	7812	7815	7818	7824
Zakres U_I [V]	7 - 20	8 - 21	10,5 - 23	14,5 - 27	17,5 - 30	21 - 33	27 - 38
Napięcie U_0 [V]	5	6	8	12	15	18	24
Min($U_0 - U_I$) [V]	2	2	2	2	2	2	2
WSN [mV]	2	3	5	6	6	10	14
(I_0=100mA) ΔU_0 [V]:	7 - 12	9 - 13	11 -17	16 – 22	20 - 26	24 – 30	30 - 36
WSN [mV]	8	10	22	24	27	50	70
(I_0=500mA) ΔU_0 [V]:	7 - 12	9 - 13	11 -17	16 – 22	20 - 26	24 – 30	30 - 36
WOSN [mV]	4	5	9	17	25	55	85
ΔI_0 [mA]:	250-750	250-750	250-750	250-750	250-750	250-500	250-500
Prąd spocz. [mA]	4,3	4,3	4,3	4,4	4,4	4,5	4,6
WTT [dB]	70	65	62	61	60	59	56
R_0 [mΩ]	30	35	40	75	95	110	150
Prąd zwarciowy[mA]	750	550	450	350	230	200	150
TWN [mV/K]	- 1,3	- 1,0	- 1,0	- 2,0	- 2,0	- 1,0	- 1,0
Zakres temp. [^oC]	0 -125	0 -125	0 -125	0 -125	0 -125	0 -125	0 -125
Obudowa	TO –3 TO - 220	TO –3 TO - 220	TO –3 TO - 220	TO –3 TO - 220	TO –3 TO - 220	TO –3 TO - 220	TO –3 TO - 220

5.3. Tematy sprawdzające

1. Przedstawić i wyjaśnić zasady klasyfikacji stabilizatorów napięcia.
2. Przedstawić i zdefiniować podstawowe parametry stabilizatorów napięcia.
3. Porównać właściwości stabilizatorów parametrycznych i kompensacyjnych.
4. Porównać pomiędzy sobą różne definicje współczynnika stabilizacji napięciowej.
5. Przedstawić i wyjaśnić podobieństwa i różnice pomiędzy współczynnikami stabilizacji napięciowej i obciążeniowej.
6. Wyprowadzić wyrażenia na współczynnik tętnień stabilizatora parametrycznego.
7. Wyprowadzić zależność (5.9).
8. Porównać pomiędzy sobą stabilizatory kompensacyjne z wewnętrznym i zewnętrznym sprzężeniem zwrotnym.
9. Wyjaśnić na przykładzie zasadę działania układu ograniczania prądowego.
10. Zaprojektować stabilizator parametryczny dla następujących założeń:
    - napięcie wyjściowe $U_0 = 10$ V;
    - prąd wyjściowy $I_0 = 5$ mA;
    - współczynnik stabilizacji $G_U = 0{,}8$ %.
11. Wyjaśnić zasadę działania oraz podać wady i zalety stabilizatora kompensacyjnego równoległego.
12. Wyjaśnić zasadę działania układu ograniczania prądowego z redukcją prądu obciążenia.
13. Porównać ze sobą układy z rys 5.5 i 5.9. Podać ich wady i zalety.
14. Jaką rolę może w stabilizatorach napięciowych odgrywać ujemne sprzężenie zwrotne ? Proszę narysować przykład takiego rozwiązania oraz wyjaśnić zasadę jego działania.
15. Co to są stabilizatory hybrydowe? Podać przykład takiego układu oraz jego wady i zalety.

5.4. Aparatura pomocnicza

Do poznania właściwości stabilizatorów napięciowych służą odpowiednie modele stabilizatorów: parametrycznego oraz kompensacyjnego z wewnętrznym i ze-

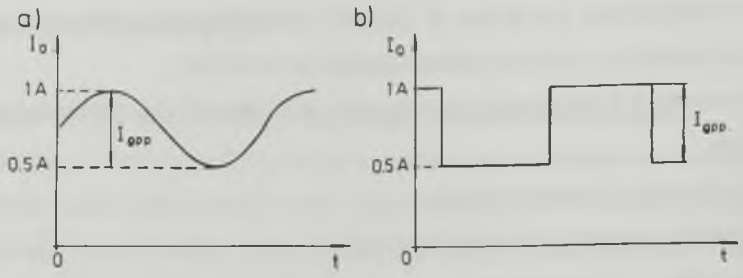
wnętrznym sprzężeniem zwrotnym w różnych technologiach wykonania. Pomiary należy przeprowadzić za pomocą następujących przyrządów:

- Generatora funkcyjnego pracującego w zakresie częstotliwości akustycznych;
- Oscyloskopu dwukanałowego;
- Miernika zawartości harmonicznych;
- Mierników uniwersalnych;
- Opornicy dekadowej.

5.5. Program ćwiczenia

W trakcie przeprowadzanych badań stabilizatorów należy je obciążać za pomocą źródła prądowego o regulowanej wartości prądu w granicach od 20 μA do 1 A. Zmienny charakter obciążenia należy symulować poprzez sterowanie źródła prądowego za pomocą generatora funkcyjnego.

1. Badania właściwości statycznych stabilizatorów:
   a) Zestawić układ pomiarowy do pomiaru charakterystyk wyjściowych $U_0 = f(I_0)$ znajdujących się na stanowisku układów stabilizatorów. Pomiary przeprowadzić dla zakresów prądu obciążenia uzgodnionych z osobą prowadzącą zajęcia. Dla przykładu : - stabilizator parametryczny 0 –10 mA;
      - stabilizator wtórnikowy 0 – 1 A;
      - stabilizator monolityczny 0 – 1 A.
   b) Dla obciążenia znamionowego zmierzyć wartość tętnień na wejściu i wyjściu każdego z badanych układów.
2. Badania właściwości dynamicznych stabilizatorów:
   a) Za pomocą generatora funkcyjnego wysterować źródło prądowe, tak aby prąd obciążenia badanych stabilizatorów zmieniał się sinusoidalnie (rys.5.16a): $I_0(t) = I_0^{\$} + I_{0PP} \cdot \sin(\omega \cdot t)$. Kształt przebiegu należy obserwować na rezystorze o wartości 1Ω umieszczonym w układzie obciążenia. Przeprowadzić następujące pomiary:



Rys. 5.16. Kształty prądu obciążenia: a) sinusoidalny, b) prostokątny

- dla kilku wybranych częstotliwości zdjąć charakterystyki napięcia wyjściowego w funkcji amplitudy prądu obciążenia $U_0 = f(I_{0PP})$ dla różnych wartości składowej stałej I_0^S tego prądu obciążenia ;
- dla wybranej wartości składowej stałej I_0^S i amplitudy I_{0PP} prądu obciążenia zdjąć charakterystyki międzyszczytowego napięcia tętnień U_{0PP} na wyjściach badanych stabilizatorów w funkcji częstotliwości w zakresie od 1 kHz do 100 kHz;

b) Za pomocą generatora funkcyjnego wysterować źródło prądowe, tak aby prąd obciążenia badanych stabilizatorów miał kształt prostokątny (rys.5.16b). Przeprowadzić następujące pomiary:
- dla częstotliwości 5 i 10 kHz obserwować odpowiedzi układów stabilizatorów. Zmierzyć przeregulowania i czasy trwania przebiegów nieustalonych, zmieniając amplitudę skokowych zmian prądu obciążenia oraz wartość składowej stałej tego prądu;
- powtórzyć pomiary z poprzedniego punktu dla kilku częstotliwości z badanego zakresu, tak aby można było określić wpływ częstotliwości skokowych zmian prądu obciążenia na obserwowane zjawiska.

3. Badania właściwości układów zabezpieczeń nadprądowych:
Na wyjście stabilizatora wyposażonego w zabezpieczenie nadprądowe podłączyć opornicę dekadową. Stopniowo zmniejszając wartość rezystancji doprowadzić do zwarcia. W trakcie tych czynności mierzyć wartości napięcia wyjściowego i prądu obciążenia. Pomiary rozpocząć przed progiem zadziałania układu zabezpieczającego.

5.6. Tematy do opracowania

1. Wykorzystując uzyskane w trakcie pomiarów wyniki, wykreślić charakterystyki wyjściowe wszystkich przebadanych stabilizatorów.
2. Wykreślić charakterystyki napięcia wyjściowego w funkcji amplitudy prądu obciążenia $U_0 = f(I_{0PP})$ dla różnych wartości składowej stałej I_0^S tego prądu obciążenia .
3. Dla przebadanych stabilizatorów wykreślić charakterystyki międzyszczytowego napięcia tętnień U_{0PP} w funkcji częstotliwości w zakresie od 1 kHz do 100 kHz.
4. Wykreślić charakterystyki napięcia wyjściowego w funkcji amplitudy prądu obciążenia $U_0 = f(I_{0PP})$ dla różnych wartości składowej stałej I_0^S tego prądu obciążenia.
5. Wykreślić charakterystyki międzyszczytowego napięcia tętnień U_{0PP} na wyjściach badanych stabilizatorów w funkcji częstotliwości w zakresie od 1 kHz do 100 kHz.
6. Wykreślić charakterystyki $Z_0(\omega) = \frac{U_{0PP}}{I_{0PP}}$ uzyskane przy obciążeniu sinusoidalnie zmiennym.
7. Zaproponować sposób prezentacji wyników i obserwacji dokonanych w punkcie 2.b.
8. Obliczyć i zestawić dla każdego z przebadanych stabilizatorów podstawowe parametry omówione w części teoretycznej ćwiczenia.
9. Wykreślić charakterystyki zabezpieczeń nadprądowych.
10. Przedstawić w skondensowanej formie właściwości każdego z przebadanych stabilizatorów, i na tej podstawie porównać je.

5.7. Literatura

1. Nadachowski M.,Kulka Z.: Analogowe układy scalone. WNT, Warszawa 1978.
2. Nadachowski M.,Kulka Z.: Liniowe układy scalone i ich zastosowania. WKŁ, Warszawa 1974.
3. Pałczyński B., Stefański W.: Półprzewodnikowe stabilizatory napięcia i prądu stałego. Wyd. MON, Warszawa 1967.
4. Tietze U. Schenk Ch.: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1996 .

5. Soclof S.: Zastosowania układów scalonych. WKŁ, Warszawa 1991.
6. Horowitz P., Hill W.: Sztuka elektroniki. T.2, WKŁ, Warszawa 1995.
7. Alley Ch.L.,Atwood K.W.: Elementy i układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1975.
8. Sońta S. Kotlewski H.: Układy scalone liniowe i ich zastosowania. WNT, Warszawa 1977.
9. Seely S.: Układy elektroniczne. WNT, Warszawa 1972.

Ćwiczenie 6

STABILIZATORY IMPULSOWE

6.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest poznanie zasady pracy przetwornicy napięcia stałego na napięcie stałe, poznanie różnych typów stabilizatorów impulsowych oraz zbadanie ich podstawowych parametrów.

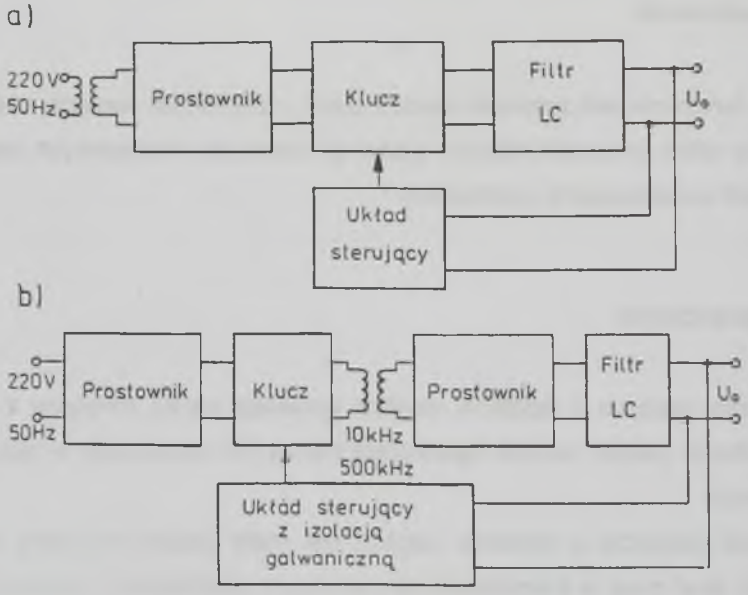
6.2. Wprowadzenie

Stabilizatory napięcia o działaniu ciągłym posiadają cechy związane z zasadą działania, które w pewien sposób ograniczają zakres ich zastosowań w zasilaczach elektronicznych.

1. Sprawność zasilaczy o działaniu ciągłym jest mała (zazwyczaj rzędu 30-50%) z powodu strat mocy w transformatorze sieciowym, prostowniku i w samym stabilizatorze. Straty w transformatorze i prostowniku wynikają z niedoskonałości elementów, zaś straty w stabilizatorze o działaniu ciągłym z zasady działania polegającej na dzieleniu napięcia wejściowego. Sprawność takiego zasilacza nie może być większa niż stosunek napięcia wyjściowego do napięcia wejściowego.
2. Objętość zasilacza jest duża w stosunku do uzyskiwanej mocy wyjściowej, ze względu na korzystanie z transformatorów i elementów filtrujących pracujących z częstotliwością sieci energetycznej 50 Hz oraz z powodu konieczności stosowania radiatorów odprowadzających ciepło z zasilacza.
3. Ze stabilizatora o działaniu ciągłym nie można uzyskać napięcia wyjściowego równego lub większego (co do wartości bezwzględnej) od napięcia wejściowego.

nie można również uzyskać napięcia o polaryzacji odwrotnej w stosunku do napięcia wejściowego.

Wad tych pozbawione są do pewnego stopnia zasilacze ze stabilizatorami impulsowymi, czyli przetwornicami napięcia stałego (ang.: „DC/DC converter"). W pewnym uproszczeniu zasada działania stabilizatora impulsowego polega na wytworzeniu prostokątnej fali napięcia i filtrowaniu jej za pomocą filtru LV (rys. 6.1). Taka metoda stabilizacji nie ma ograniczeń sprawności, gdyż dla elementów idealnych sprawność wynosi 100%, a sprawność w rzeczywistym układzie zależy tylko od parametrów użytych elementów.



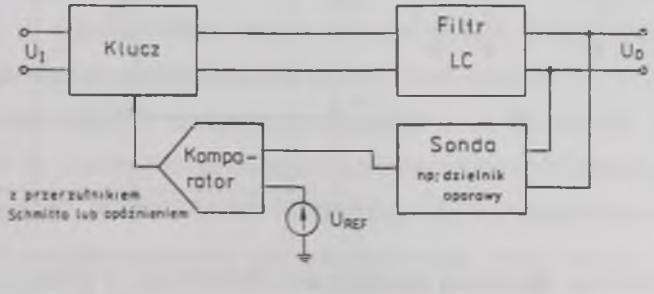
Rys. 6.1. Zasilacz impulsowy, kluczowany po stronie wtórnej (a) i pierwotnej (b)

Napięcie prostokątne jest wytwarzane przez kluczowanie napięcia uzyskanego z prostownika sieciowego; możliwe jest optymalne dobranie częstotliwości kluczowania tak, aby zminimalizować wymiary i straty mocy w stabilizatorze. Częstotliwość kluczowania jest rzędu dziesiątków lub setek kHz, dzięki czemu elementy filtrujące mają mniejsze wymiary niż elementy filtrów sieciowych. Uzyskane napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do amplitudy i współczynnika wypełnienia napięcia prostokątnego, a regulacja napięcia wyjściowego związana jest najczęściej ze zmianą współczynnika wypełnienia.

Istnieją dwa podstawowe rodzaje zasilaczy impulsowych, które rozróżniamy ze względu na sposób użycia transformatora i napięcie wejściowe (rys. 6.1), są to:

- zasilacze impulsowe kluczowane po stronie wtórnej transformatora, nazywane też dławikowymi (rys. 6.1a). Zawierają one transformator sieciowy (50 Hz) i prostownik niskonapięciowy. W tym układzie pracy zredukowane są straty mocy tylko w stabilizatorze, a wymiary zasilacza prawie nie ulegają zmianie w porównaniu z wymiarami zasilaczy o działaniu ciągłym, gdyż największe elementy, tzn. transformator i prostownik, są identyczne;
- zasilacze impulsowe kluczowane po stronie pierwotnej transformatora, nazywane też transformatorowymi (rys. 6.1b). W tych zasilaczach napięcie sieci prostowane jest za pomocą prostownika wysokonapięciowego i kluczowane z częstotliwością znacznie większą niż 50 Hz, co pozwala stosować transformatory wielkiej częstotliwości o znacznie mniejszych wymiarach i stratach. Po stronie wtórnej transformatora konieczne jest, oczywiście, powtórne prostowanie napięcia i jego filtrowanie. Użycie transformatorów wielkiej częstotliwości zdecydowanie zmniejsza wymiary i ciężar zasilacza.

Kluczowanie napięcia wejściowego może odbywać się synchronicznie z częstotliwością generatora taktującego, co występuje w przypadku przetwornicy obcowzbudnej o stałej częstotliwości kluczowania, z modulatorem szerokości impulsu, który reguluje napięcie wyjściowe przez zmianę współczynnika wypełnienia. Są też budowane przetwornice nie wymagające generatora i modulatora szerokości impulsu; pracują one z zamkniętą pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego zawierającą przerzutnik Schmitta lub układ opóźniający i działający jak klasyczny regulator dwupołożeniowy. Częstotliwość kluczowania zmienia się wraz z obciążeniem stabilizatora. Taka przetwornica nosi nazwę przetwornicy samowzbudnej (rys. 6.2).



Rys. 6.2. Przetwornica samowzbudna

Stabilizatory impulsowe dławikowe dzielą się na:

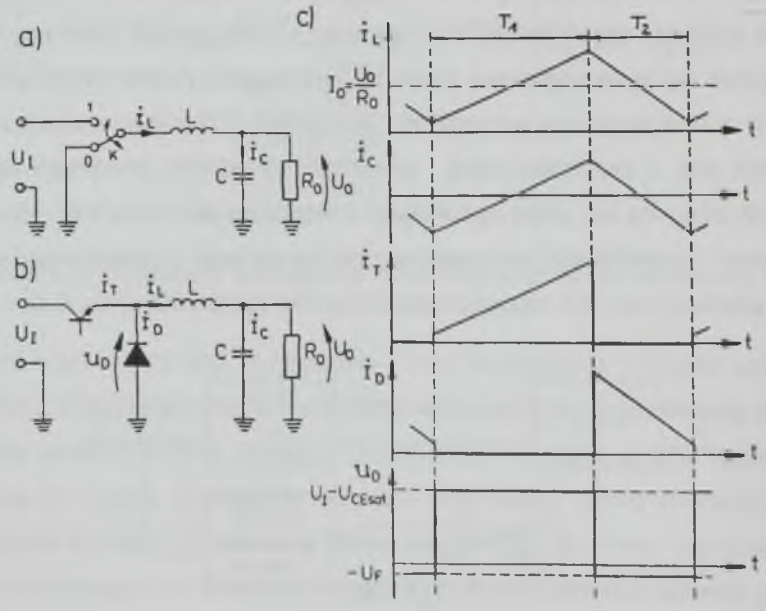
- obniżające napięcie wejściowe;
- podwyższające napięcie wejściowe;
- odwracające polaryzację napięcia wejściowego.

Stabilizatory impulsowe transformatorowe dzielą się na:

- przetwornice zaporowe (z przepływem wstecznym, dwutaktowe, odpowiedniki przetwornicy dławikowej podwyższającej napięcie);
- przetwornice przepustowe (z przepływem bezpośrednim, jednotaktowe, odpowiedniki przetwornicy dławikowej obniżającej napięcie);
- przetwornice przeciwsobne.

6.2.1. Przetwornica obniżająca napięcie

Przetwornicę tego typu przedstawiono na rys. 6.3. Gdy klucz K jest w pozycji 1, na cewkę L podawane jest napięcie wejściowe U_I (z prostownika); przez cewkę płynie narastający liniowo prąd i proporcjonalnie do tego prądu wzrasta nagromadzona przez cewkę energia pola magnetycznego. Składowa stała prądu cewki płynie przez obciążenie R_o, zaś kondensator C wygładza tętnienia. Po przełączeniu klucza



Rys. 6.3. Przetwornica dławikowa obniżająca z kluczem (a), z diodą i tranzystorem (b) oraz przebiegi czasowe prądów i napięć

w położenie O zawiera on cewkę do masy; cewka wymusza ciągłość przepływającego przez nią prądu, który maleje liniowo; w ten sposób cewka oddaje nagromadzoną energię. Kondensator C częściowo jest rozładowany. Przebiegi czasowe pokazane na rys. 6.3c są prawdziwe dla prądu obciążenia większego od pewnej minimalnej wartości I_{Omin}. Cechą charakterystyczną jest wtedy prąd cewki zawsze różny od zera. W takim przypadku współczynnik wypełnienia przebiegu „p" nie zależy od prądu obciążenia, a napięcie wyjściowe jest do niego proporcjonalne:

$$p = \frac{T_1}{T_1 + T_2} \tag{6.1}$$

$$U_O = pU_I \tag{6.2}$$

gdzie: T_1 – czas, w którym klucz jest w położeniu 1 (tranzystor nasycony),

T_2 – czas, w którym klucz jest w położeniu O (tranzystor odcięty).

Napięcie wyjściowe jest zawsze mniejsze od napięcia wejściowego. Gdy prąd obciążenia jest mniejszy od I_{Omin}, przez pewien czas przez cewkę nie płynie prąd i przebiegi czasowe nieco się zmieniają: układ sterujący zmniejsza współczynnik tak, aby napięcie wyjściowe zachowało ustaloną wartość.

Wprowadzić można wzory uzależniające indukcyjność cewki i pojemność kondensatora wygładzającego od napięcia wejściowego U_I, napięcia wyjściowego U_o, częstotliwości kluczowania f, napięcia tętnień na wyjściu dU_o i minimalnego prądu obciążenia I_{Omin}:

$$L = \frac{\left(1 - \frac{U_O}{U_I}\right)U_O}{2fI_{Omin}} \tag{6.3}$$

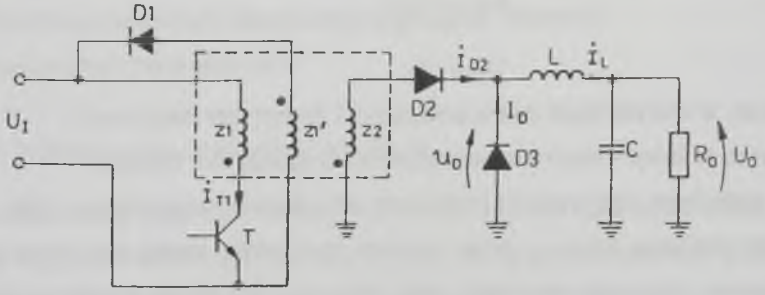
$$C = \frac{I_{Omin}}{4fdU_O} \tag{6.4}$$

Funkcję klucza K naprzemiennie przełączającego cewkę pomiędzy napięciem wejściowym U_I a masą układu pełni tranzystor wraz z diodą, co przedstawiono na rys. 6.3b. Tranzystor podaje lub odcina wejściowe napięcie U_I na cewkę, natomiast dioda zapewnia ciągłość przepływu prądu cewki i_L w momentach odcięcia napięcia wejściowego U_I. Cechą charakterystyczną przetwornicy obniżającej jest dostarczanie energii na wyjście w obu stanach klucza, przy czym bezpośredni przepływ energii z wejścia do wyjścia występuje, gdy tranzystor jest zwarty (klucz K w położeniu 1); z tego powodu mówimy, że jest to przetwornica jednotaktowa. Dla tranzystora

odciętego (klucz w położeniu O) cewka oddaje na wyjście zmagazynowaną poprzednio energię, co powoduje, iż energia jest bez przerwy przekazywana na wyjście.

6.2.2. Przetwornica przepustowa

Jeżeli w układzie przetwornicy obniżającej zastosujemy transformator wielkiej częstotliwości i nieco zmodyfikujemy układ, to otrzymamy przetwornicę kluczową po stronie pierwotnej z przepływem bezpośrednim (rys. 6.4). Przebiegi napięć i wzory są



Rys.6.4.Przetwornica transformatorowa przepustowa (przebiegi czasowe wg rys. 6.3: $i_T = i_{D1} = i_{T1}$ (Z_1/Z_2)

identyczne z występującymi w przetwornicy obniżającej po podstawieniu $\frac{U_I}{n}$ w miejsce U_I (gdzie n przekładnia transformatora). Gdy tranzystor jest nasycony, na uzwojeniu pierwotnym napięcie jest zbliżone do napięcia wejściowego i transformator przenosi je na stronę wtórną (z przekładnią n), co powoduje spolaryzowanie diody D2 w kierunku przewodzenia, diody D3 zaporowo i przepływ prądu przez cewkę L do obciążenia i kondensatora C. Cewka, tak jak w przetwornicy obniżającej, gromadzi energię. Po odcięciu tranzystora dioda D2 spolaryzowana zostaje zaporowo, a dioda D3 w kierunku przewodzenia. Dzięki temu ciągłość prądu cewki L zostaje zachowana, co umożliwia oddawanie energii zgromadzonej poprzednio na wyjście. Aby rdzeń transformatora w trakcie kolejnych cykli nie uległ nasyceniu (przez uzwojenie pierwotne płynie prąd tylko w jednym kierunku, czyli rdzeń jest stale podmagnesowany), stosuje się dodatkowe uzwojenie Z_1' pozwalające na oddanie przez transformator energii i rozmagnesowanie rdzenia. Przez to uzwojenie płynie niewielki prąd wtedy, gdy tranzystor jest odcięty. Aby rozmagnesowanie było skuteczne, czas rozmagnesowania musi być większy niż czas magnesowania, co stawia warunek na maksy-

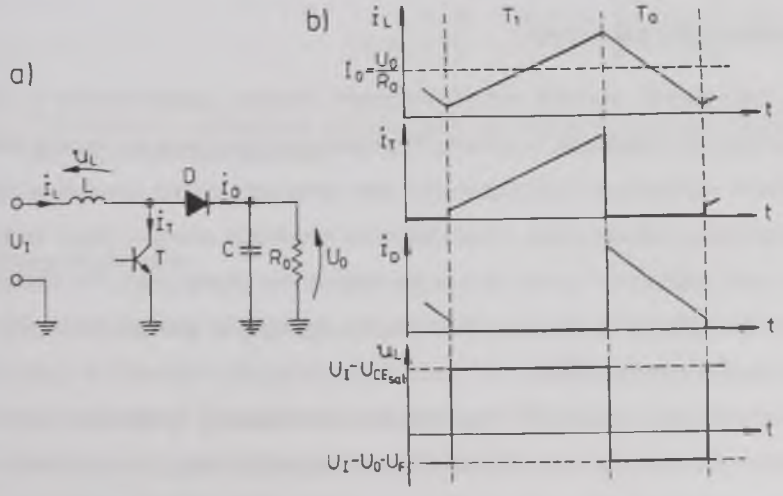
malną wartość współczynnika wypełnienia; nie może być on większy od 50%. Dodatkowe uzwojenie ogranicza również maksymalną wartość U_{CE} tranzystora odciętego do $2U_I$. Transformator w przetwornicy przepustowej transformuje napięcie wejściowe i izoluje galwanicznie wejście do wyjścia, nie służy do gromadzenia energii (podmagnesowywanie jest zjawiskiem ubocznym).

Istnieją również dwutranzystorowe odmiany przetwornic przepustowych.

6.2.3. Przetwornica podwyższająca

Na rys. 6.5 przedstawiono schemat i przebiegi w przetwornicy podwyższającej napięcie. Gdy tranzystor jest zwarty, na cewkę L przyłożone jest napięcie równe napięciu wejściowemu U_I, które powoduje narastanie prądu płynącego przez cewkę, a tym samym gromadzenie przez cewkę energii. W tym stanie dioda jest spolaryzowana zaporowo, a wyjście jest odcięte od wejścia. Gdy tranzystor zostanie odcięty, cewka wymusi ciągłość płynącego przez nią prądu i będzie oddawała zgromadzoną poprzednio energię poprzez spolaryzowaną w kierunku przewodzenia diodę. Z praw Maxwella wynika, że przy oddawaniu energii napięcie na cewce jest ujemne (rys. 6.5b), a to powoduje, iż napięcie wyjściowe jest zawsze większe od napięcia wejściowego:

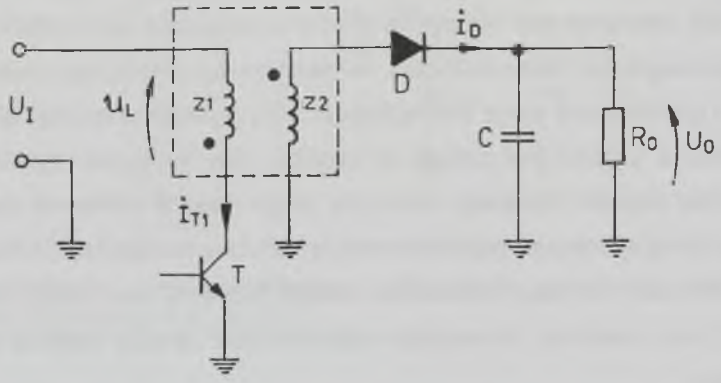
$$U_o = U_I \frac{T_I + T_O}{T_O} \tag{6.5}$$



Rys. 6.5. Przetwornica dławikowa podwyższająca: (a) schemat klucza i filtru wyjściowego, (b) przebiegi czasowe

Ponieważ przekazywanie energii odbywa się w dwóch etapach (gromadzenie energii przez cewkę, a następnie jej oddawanie), mówimy tu o przetwornicy dwutaktowej.

Przebiegi z rys. 6.5b są prawdziwe w sytuacji, gdy prąd obciążenia jest większy od pewnej minimalnej wartości I_{Omin}. Gdy prąd obciążenia jest mniejszy od tej wartości, przez chwilę prąd cewki jest równy 0, a układ sterujący, by zachować stałe napięcie wyjściowe, zmienia współczynnik wypełnienia przebiegu. Dla prądów obciążenia większych od I_{Omin} współczynnik wypełnienia jest stały.



Rys. 6.6. Przetwornica transformatorowa zaporowa (przebiegi czasowe wg rys. 6.5: $i_T = i_{T1}(Z_1/Z_2)$

6.2.4. Przetwornica zaporowa

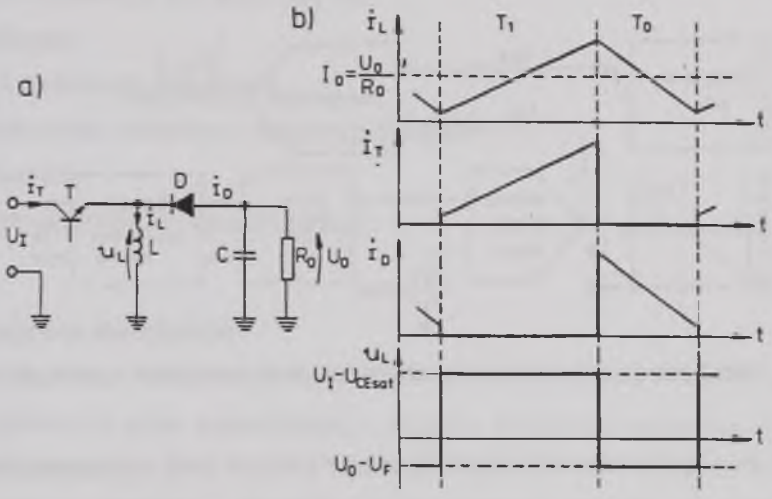
Przez zastąpienie dławika transformatorem wielkiej częstotliwości w układzie przetwornicy podwyższającej uzyskamy przetwornicę kluczową po stronie pierwotnej z przepływem wstecznym. Gdy tranzystor jest nasycony, przez uzwojenie pierwotne płynie narastający liniowo prąd, a transformator gromadzi energię, gdyż dioda spolaryzowana jest zaporowo i przez uzwojenie wtórne nie płynie prąd. Po zablokowaniu tranzystora transformator oddaje zgromadzoną energię w postaci prądu płynącego przez uzwojenie wtórne i diodę.

Przetwornica zaporowa jest przetwornicą dwutaktową, a transformator spełnia kilka funkcji: transformuje napięcie wejściowe z przekładnią „n", pośredniczy w przekazywaniu energii poprzez jej gromadzenie w pierwszym takcie i oddawanie w takcie drugim oraz izoluje galwanicznie wejście do wyjścia.

6.2.5. *Przetwornica odwracająca*

Na rys. 6.7 przedstawiono schemat i przebiegi w przetwornicy odwracającej polaryzację napięcia wyjściowego względem napięcia wejściowego. Gdy tranzystor jest nasycony, przez cewkę płynie narastający liniowo prąd i cewka gromadzi energię, zaś dioda jest spolaryzowana zaporowo. Po odcięciu tranzystora cewka wymusza ciągłość płynącego przez nią prądu i oddaje zgromadzoną energię, co związane jest ze spolaryzowaniem diody w kierunku przewodzenia. Napięcie wyjściowe w takim układzie jest dzięki temu mniejsze od zera:

$$U_o = -U_I \frac{T_O}{T_1} \tag{6.6}$$



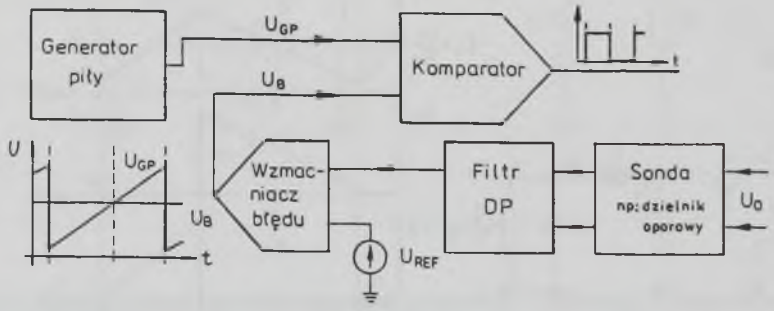
Rys. 6.7. Przetwornica dławikowa odwracająca: (a) schemat klucza i filtru wyjściowego, (b) przebiegi czasowe

6.2.6. *Uwagi końcowe*

Dla prądu obciążenia większego od wartości minimalnej współczynnik wypełnienia przebiegu w idealnym przypadku jest stały, lecz w rzeczywistym układzie, wskutek istnienia rezystancji dynamicznej załączonego tranzystora, rezystancji wyjściowej prostownika oraz rezystancji uzwojeń transformatora wraz ze wzrostem prądu obciążenia, współczynnik wypełnienia będzie się nieznacznie zmieniał. Klucz tranzystorowy ma pewien minimalny czas załączenia i wyłączenia, dlatego dany układ charak-

teryzuje się określoną, najmniejszą wartością współczynnika wypełnienia, skutkiem czego dla bardzo małych prądów obciążenia napięcie wyjściowe będzie większe od nominalnego i wraz ze wzrostem prądu obciążenia zmniejszy się do wartości nominalnej.

Układ sterujący dla przetwornic obcowzbudnych przedstawiony jest na rys. 6.8. Generowany przebieg piłokształtny jest podawany na jedno z wejść komparatora napięcia. Napięcie wyjściowe jest porównywane z napięciem wzorcowym przez wzmacniacz błędu; sygnał błędu jest podawany na drugie wejście komparatora napięcia. W ten sposób realizowana jest modulacja współczynnika wypełnienia sygnału sterującego kluczem tranzystorowym; sygnałem sterującym jest sygnał wyjściowy z komparatora.



Rys. 6.8. Układ sterujący przetwornicy obcowzbudnej (modulator szerokości impulsu)

Układ sterujący przetwornic obcowzbudnych zawiera pętlę sprzężenia zwrotnego, więc pojawia się problem zapewnienia jej stabilności. Stabilność tę uzyskuje się przez stosowanie filtrów dolnoprzepustowych w gałęzi dostarczającej sygnał wyjściowy do komparatora napięcia.

6.3. Tematy sprawdzające

1. Omówić różnice zasad działania stabilizatorów ciągłych i impulsowych.
2. Wymienić rodzaje stabilizatorów impulsowych ze względu na kluczowanie. Porównać wymienione stabilizatory pomiędzy sobą.
3. Wymienić i omówić rodzaje stabilizatorów impulsowych przyjmując jako kryterium rodzaj sterowania.

4. Przedstawić zasadę pracy przetwornicy obniżającej.
5. Przedstawić zasadę pracy przetwornicy podwyższającej.
6. Przedstawić zasadę pracy przetwornicy odwracającej.
7. Przedstawić zasadę pracy przetwornicy przepustowej.
8. Przedstawić zasadę pracy przetwornicy zaporowej.
9. Porównać pomiędzy sobą przetwornice omówione w ćwiczeniu.
10. Wymienić i zdefiniować parametry stabilizatorów napięć.

6.4. Aparatura pomocnicza

1. Dwa multimetry, w tym jeden cyfrowy.
2. Oscyloskop.
3. Układ obciążenia aktywnego.
4. Transformator sieciowy o zmiennej przekładni.
5. Woltomierz.
6. Modele przetwornic napięcia stałego.

6.5. Program ćwiczenia

Dla wybranych przez prowadzącego rodzajów przetwornic wykonać kolejno następujące operacje:

1. Zmontować przetwornicę, zapoznać się z przebiegami czasowymi napięcia i prądu cewki lub uzwojeń transformatora, prądu diody, prądu kolektora tranzystora kluczującego, prądu i napięcia kondensatora wygładzającego.
2. Zaobserwować wpływ zmiany prądu obciążenia, częstotliwości kluczowania, napięcia wejściowego i napięcia wyjściowego na wymienione wyżej przebiegi.
3. Zdjąć charakterystyki wyjściowe przetwornicy dla 2 różnych napięć wejściowych.
4. Wyznaczyć minimalny prąd obciążenia oraz zależność współczynnika wypełnienia przebiegu od prądu obciążenia przetwornicy.
5. Wyznaczyć sprawność przetwornicy dla różnych warunków pracy (prądu obciążenia, częstotliwości kluczowania, napięcia wejściowego i napięcia wyjściowego). Należy pamiętać o zwarciu rezystorów umożliwiających obserwację prądów.

6. Zaobserwować przebiegi czasowe napięcia wyjściowego przetwornicy dla prądu obciążenia zmieniającego się z częstotliwością od 10 kHz do 200 kHz od wartości 100 mA do wartości 400 mA.

6.6. Tematy do opracowania

W sprawozdaniu należy zamieścić zaobserwowane przebiegi czasowe, wraz z wyraźnym uwidocznieniem wpływu np. prądu obciążenia czy napięcia wejściowego na ich kształt. Każdy przebieg czasowy powinien być opisany, tzn. zawierać dane dotyczące przetwornicy oraz obserwowanych napięć lub prądów. Należy wykreślić wszystkie zdjęte charakterystyki i opisać je. Na podstawie otrzymanych wyników wyznaczyć minimalny prąd obciążenia I_{Omin}, rezystancję wyjściową przetwornic (dla prądów obciążenia większych od I_{Omin}), współczynnik stabilizacji napięcia wyjściowego w zależności od zmian napięcia wejściowego napięcia tętnień na wyjściu, i sprawność przetwornicy.

Należy porównać zbadane przetwornice między sobą oraz ze stabilizatorami ciągłymi.

6.7. Literatura

1. Borkowski A.: Układy scalone w stabilizatorach napięcia stałego. WNT, Warszawa 1985, rozdz. 1.5; 6.26; 7.2.5; 9.
2. Tietze U., Schenk Ch.: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1987, rozdz. 18.5; 18.6; 18.7
3. Ferenczi O.: Zasilacze impulsowe. WNT, Warszawa 1989.

Ćwiczenie 7

BRAMKI LOGICZNE – WŁAŚCIWOŚCI STATYCZNE

7.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z charakterystykami i parametrami statycznymi bramek logicznych dla typowych układów serii: TTL Standard, TTL LS, TTL S, TTL ALS, CMOS serii 4000B oraz HCT.

7.2. Wprowadzenie

7.2.1. Parametry elektryczne charakteryzujące bramki logiczne

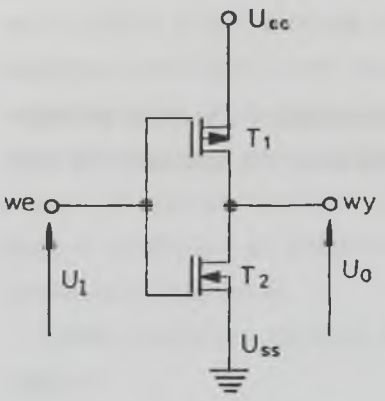
Do parametrów elektrycznych charakteryzujących bramki logiczne można zaliczyć:

- wartość napięcia zasilania U_{CC} (lub U_{DD}) i jego dopuszczalną tolerancję;
- wartość prądu zasilania I_{CC} (lub I_{DD});
- dopuszczalną obciążalność wyjścia określoną liczbą bramek N tego samego typu;
- moc strat P;
- marginesy zakłóceń M_L i M_H;
- wartość napięcia wyjściowego w stanie wysokim U_{OH} i jego minimalną, dopuszczalną wartość $U_{OH\,min}$;
- wartość napięcia wyjściowego w stanie niskim U_{OL} i jego maksymalną, dopuszczalną wartość $U_{OL\,max}$;
- maksymalny prąd wyjściowy w stanie wysokim $I_{OH\,max}$ i niskim $I_{OL\,max}$;
- maksymalną wartość napięcia wejściowego $U_{IL\,max}$, przy której bramka znajduje się w stanie wysokim (dla układu negującego), tzn. $U_{OH} > U_{OH\,min}$;

- minimalną wartość napięcia wejściowego $U_{IH\ min}$, przy której (dla układu negującego) bramka znajduje się w stanie niskim, tzn. $U_{OL} < U_{OL\ max}$;
- wartość maksymalną prądu wejściowego w stanie wysokim $I_{IH\ max}$ i niskim $I_{IL\ max}$.

7.2.2. Układy CMOS serii 400B i HCT

Schemat ideowy podstawowej struktury CMOS, którą jest inwerter, został przedstawiony na rys. 7.1. Układ składa się z komplementarnej pary tranzystorów MOS, z których jeden posiada kanał typu „p" (T_1), a drugi kanał typu „n" (T_2). W warunkach typowych dla pracy układu jeden z tranzystorów znajduje się w stanie przewodzenia, a drugi w stanie odcięcia. W tej sytuacji napięcie wyjściowe przybiera wartość bliską napięciu zasilania (U_{CC}) lub zera (U_{SS}).



Rys. 7.1. Schemat podstawowy inwertera CMOS

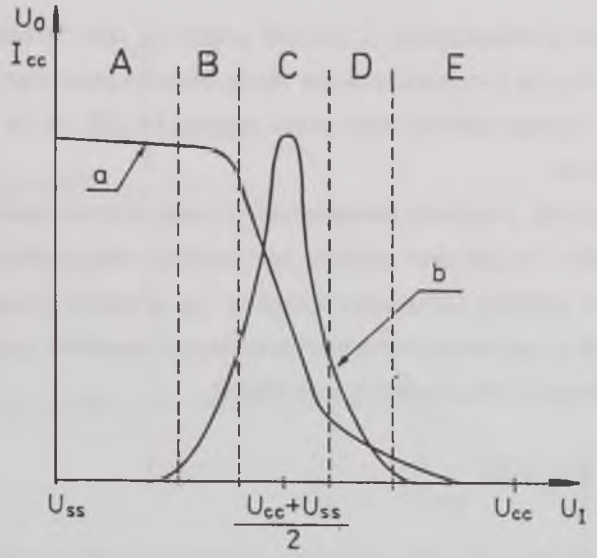
Statyczną charakterystykę przejścia $U_0 = f(U_I)$ inwertera CMOS wraz ze związaną z nią charakterystyką poboru prądu I_{CC} ze źródła zasilania w funkcji zmian napięcia wejściowego $I_{CC} = f(U_I)$ przedstawiono na rys. 7.2, a obszary pracy tranzystorów T_1 i T_2 zawarto w tablicy 7.1.

Tablica 7.1

Obszary pracy tranzystorów T_1 i T_2 inwertera CMOS

Obszar	Stan T_1	Stan T_2
A	nienasycony	odcięty
B	nienasycony	nasycony
C	nasycony	nasycony
D	nasycony	nienasycony
E	odcięty	nienasycony

Obszar pracy inwertera można podzielić na pięć stref. W obszarze A tranzystor T_1 znajduje się w stanie przewodzenia, a T_2 w stanie odcięcia, więc na wyjściu układu panuje napięcie bliskie napięciu zasilania U_{CC}. Przy dalszym wzroście napięcia wejściowego U_I (obszar B) tranzystor T_1 dalej jest w stanie przewodzenia, ale tranzystor T_2 przechodzi ze stanu odcięcia do stanu nasycenia.



Rys. 7.2. Statyczna charakterystyka (a) przejściowa $U_O = f(U_I)$ oraz charakterystyka (b) poboru prądu

W obszarze C obydwa tranzystory są w stanie nasycenia, a rezystancje ich kanałów są najmniejsze. Wynika stąd, że prąd I_{CC}, który jest ilorazem napięcia zasilania U_{CC} przez sumę rezystancji kanałów tranzystorów T_1 i T_2, osiąga wartość maksymalną (krzywa „b" na rys. 7.2).

Wraz z dalszym wzrostem napięcia U_I przechodzimy do obszaru D (T_1 – nasycony, T_2 – nienasycony), a następnie do obszaru E (T_1 – odcięty, T_2 – nienasycony).

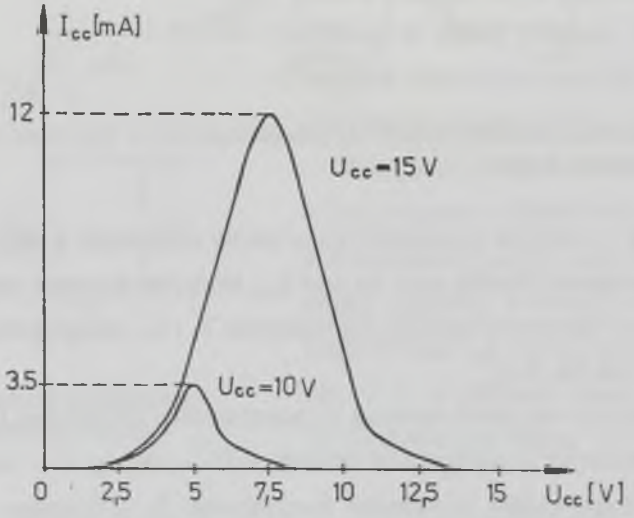
Gdyby wartości napięć progowych tranzystorów T_1 (z kanałem typu „p") i T_2 (z kanałem typu „n") były co do wartości bezwzględnej równe, wówczas maksimum impulsu prądu zasilania I_{CC} przypadłoby dla wejściowego napięcia U_I równego połowie napięcia zasilania $\left(\frac{U_{CC} - U_{SS}}{2}\right)$. W praktyce jednak typowe wartości napięcia progowego dla tranzystorów z kanałem typu p są (co do wartości bezwzględnej) o ok. 1 V większe niż w tranzystorach z kanałem typu n, co powoduje przesunięcie maksimum impulsu prądu zasilania, a typowa wartość napięcia wejściowego, przy której ono występuje, wynosi:

$$U_{1P} = \frac{U_{CC}}{2} - 0{,}5[V] \tag{7.1}$$

Spoczynkowy prąd zasilania I_{CC} jest to prąd, który płynie przez układ w jednym ze stanów stabilnych (L lub H). Wtedy jeden z tranzystorów znajduje się w stanie odcię-

cia, a drugi w stanie przewodzenia, a wartość prądu I_{CC} jest określona wartością wstecznego prądu złącza p-n pasożytniczej diody bocznikującej tranzystor będący w stanie odcięcia. Typowa wartość tego prądu wynosi 10-100 pA na bramkę i jest zależna od temperatury.

Na kształt statycznej, prądowej charakterystyki przenoszenia zasadniczy wpływ ma napięcie zasilania i im jest ono większe, tym bardziej rośnie zakres napięć wejściowych, w którym obydwa tranzystory znajdują się w stanie przewodzenia. Na rys. 7.3 przedstawione są zmiany kształtu charakterystyki wartości prądu I_{CC} w funkcji napięcia wejściowego U_I dla inwertera serii 4000B.



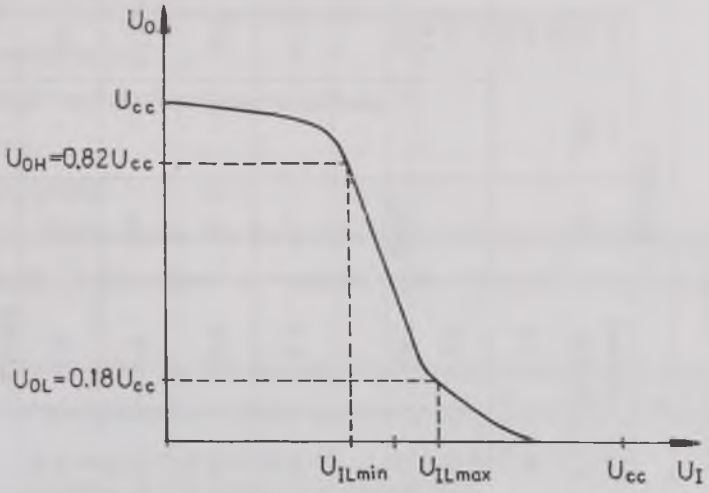
Rys. 7.3. Charakterystyka prądu zasilania I_{CC} bramki CMOS (inwertera) serii 4000B w funkcji napięcia wejściowego U_I przy różnych napięciach zasilania U_{CC}

Układy cyfrowe wykonane w technologii CMOS są sterowane napięciowo, a więc stan, w jakim znajduje się bramka, zależy od napięcia wejściowego.

W celu jednoznacznego określenia stanu logicznego bramki konieczne jest nałożenie ograniczeń na wartości napięć wejściowych. Tak więc napięcie wejściowe U_{IL} odpowiadające zerowemu poziomowi logicznemu powinno spełnić warunek $U_{IL} < U_{IL\,max}$. Analogicznie dla poziomu logicznej jedynki $U_{IH} > U_{IH\,min}$.

Graniczne wartości $U_{IL\,max}$ i $U_{IH\,min}$ są zdefiniowane następująco (rys. 7.4):

- $U_{IL\,max}$ maksymalna wartość napięcia wejściowego odpowiadającego logicznemu zeru, przy której napięcie wyjściowe wynosi $U_{OH} = 0{,}82\ U_{CC}$ (dla układu negującego),



Rys. 7.4. Charakterystyka przejściowa inwertera CMOS z zaznaczeniem granicznych wartości $U_{IL\ max}$ i $U_{IH\ min}$

- $U_{IH\ min}$: minimalna wartość napięcia wejściowego odpowiadającego logicznej jedynce, przy której napięcie wyjściowe wynosi U_{OL} = 0,18 U_{CC} (dla układu negującego).

Prąd wejściowy bramki CMOS, to prąd wsteczny diody utworzonej przez złącze p-n wewnątrz struktury oraz prąd wsteczny płynący w diodach układów zabezpieczających wejście. Typowa wartość prądu wejściowego mieści się w granicach 10-100 pA i odpowiada ona zmianom napięcia wejściowego w granicach od U_{SS} do U_{CC}. Dla napięć wejściowych większych od U_{CC} i mniejszych od U_{SS} prąd wejściowy zaczyna gwałtownie rosnąć za sprawą układu zabezpieczającego. Przy napięciach wejściowych większych od U_{CC} + 0,5 V lub mniejszych od U_{SS} - 0,5 V maksymalny prąd układów zabezpieczających nie przekracza 10 mA.

Napięcia wyjściowe w stanach niskim U_{OL} i wysokim U_{OH} są bliskie napięć zasilających U_{CC} i U_{SS} i różnią się od nich o około kilkadziesiąt miliwoltów (układ nieobciążony). Obciążalność układu jest charakteryzowana przez prąd wyjściowy I_{OH}, (oraz I_{OL}), którego maksymalna wartość zależy od maksymalnego prądu $J_{DS\ max}$ tranzystora aktualnie znajdującego się w stanie przewodzenia. W stanie niskim prąd I_{OH} płynie od obciążenia do wyjścia układu (a dalej do U_{SS}), a w stanie wysokim prąd I_{OH} płynie od źródła zasilania U_{CC} poprzez wyjście układu do obciążenia.

Tablica 7.2

Typowe parametry statyczne układów CMOS serii 4000B i HCT (dla bramki negującej)

Parametr	Oznaczenie	Jednostki	Seria 4000B				Seria HCT			
			Wartość typowa	U_I [V]	U_o [V]	U_{CC} [V]	Wartość typowa	U_I [V]	U_o [V]	U_{CC} [V]
Napięcie wejściowe w stanie niskim	$U_{IL\ max}$	V	1,5 3 4	- - -	4,5 9 13,5	5 10 15	1,2	-	-	4,5 do 5,5
Napięcie wejściowe w stanie wysokim	$U_{IH\ min}$	V	3,5 7 11	- - -	0,5 1 1,5	5 10 15	1,6	-	-	4,5 do 5,5
Prąd wejściowy maksymalny	$I_{I\ max}$	µA	±0,1	0÷18	-	18	±0,1	$0 \div U_{CC}$	-	5,5
Pojemność wejściowa dla jednostkowego obciążenia	C_{IN}	pF	7,5	-	-	-				
Napięcie wyjściowe w stanie niskim	$U_{OL\ max}$	V	0,05 0,05 0,05	5 10 15	- - -	5 10 15	0,1	U_{IH}	-	4,5
Napięcie wyjściowe w stanie wysokim	$U_{OH\ min}$	V	4,95 9,95 14,95	0 0 0	- - -	5 10 15	4,5	U_{IL}	-	4,5
Prąd wyjściowy w stanie niskim	$I_{OL\ min}$	mA	1 2,6 6,8	5 10 15	0,4 0,5 1,5	5 10 15	4	U_{IH}	-	4,5
Prąd wyjściowy w stanie wysokim	$-I_{OH\ min}$	mA	1 2,6 6,8	0 0 0	4,6 9,5 13,5	5 10 15	4	U_{IL}	-	4,5
Zakres zmian napięcia zasilania	U_{CC}	V	3÷18	-	-	-	4,5÷5,5	-	-	-
Spoczynkowy prąd zasilania	$I_{DD\ max}$	µA	0,1 0,1 0,1	0÷5 0÷10 0÷15	- - -	5 10 15	2	$0 \div U_{CC}$	-	5,5

Na wartość prądu wyjściowego mają wpływ następujące czynniki:

- napięcie zasilania U_{CC},
- wysterowanie wejścia (napięcie wejściowe) U_I,
- obciążenie,
- temperatura pracy.

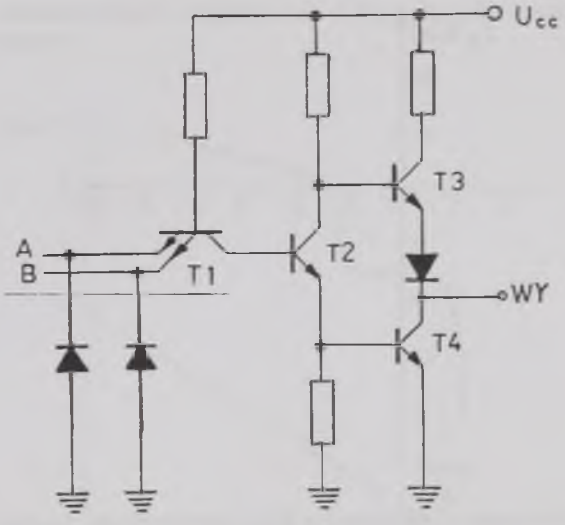
Definicja prądu obciążenia dla stanu wysokiego i niskiego jest następująca:

- I_{OH} to prąd wypływający z wyjścia przy napięciu wyjściowym równym U_{CC}- 0,5 V,
- I_{OL} to prąd wpływający do wyjścia przy napięciu wyjściowym równym U_{SS}+ 0,5 V.

W tablicy 7.2 przedstawiono typowe parametry statyczne układów CMOS.

7.2.3. Układy cyfrowe wykonane w technologii TTL

Schemat ideowy podstawowej struktury TTL, którą jest bramka NAND, został przedstawiony na rys. 7.5. Sygnały wejściowe są podawane na emitery tranzystora wieloemiterowego T_1. Tranzystor ten realizuje funkcję AND. Stopień końcowy zbudowany na tranzystorach T_3 i T_4 jest sterowany sygnałami o przeciwnych fazach, pobranymi z emitera i kolektora tranzystora T_2.

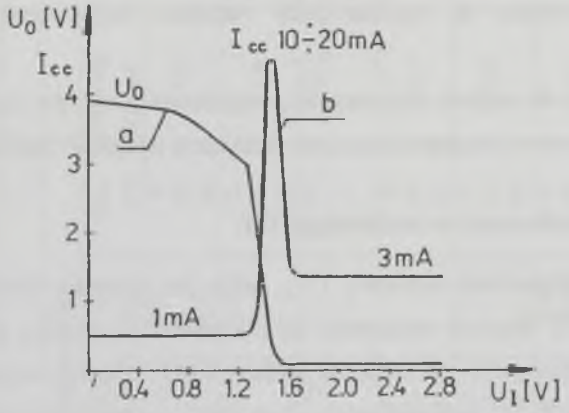


Rys. 7.5. Schemat ideowy podstawowej struktury TTL – bramki NAND

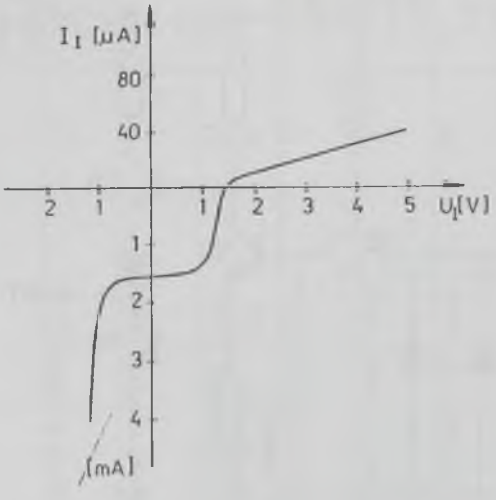
Przeciwsobny stopień wyjściowy zapewnia małą rezystancję wyjściową zarówno w stanie wysokim, jak i w niskim.

Przy przełączeniu układu z jednego stanu logicznego w drugi występuje jednoczesne przewodzenie tranzystorów T_3 i T_4, co powoduje powstanie znacznego impulsu prądu zasilania I_{CC} o wartości do 20 mA.

Statyczną charakterystykę przejściową $U_o = f(U_I)$ bramki NAND TTL oraz powiązaną z nią charakterystykę poboru prądu I_{CC} ze źródła zasilania w funkcji zmian napięcia wejściowego $I_{CC} = f(U_I)$ przedstawiono na rys. 7.6.



Rys. 7.6. Statyczne charakterystyki bramki NAND (serii standardowej): a - przejściowa $U_o = f(U_I)$, b – poboru prądu I_{CC} ze źródła zasilania

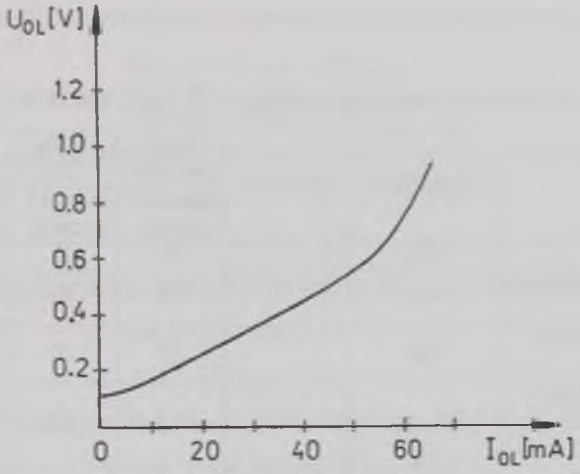


Rys. 7.7. Charakterystyka wejściowa $I_I = f(U_I)$ standardowej bramki NAND

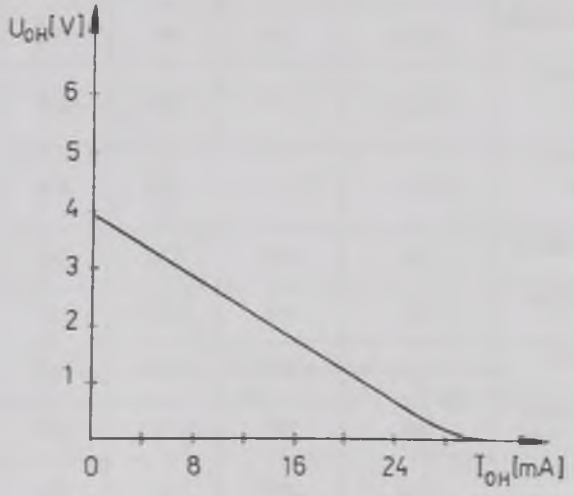
Dla napięć wejściowych większych od napięcia przełączania U_p prąd wejściowy wpływa do bramki i przy $U_I = U_{CC}$ osiąga wartość 40 μA (maksymalnie). Przy napięciach wejściowych mniejszych od U_p prąd wejściowy wypływa z bramki i osiąga swą

maksymalną wartość ok. –1,6 mA przy U_I = 0 V. Dla wejściowych napięć mniejszych od zera prąd przepływa przez diody zabezpieczające wejście i bardzo szybko rośnie (patrz na rys. 7.7).

Przy pomiarze powyższej charakterystyki należy drugie wejście (nie badane) bramki NAMD zewrzeć do masy!



Rys. 7.8. Typowa charakterystyka wyjścia $U_{OL} = f(I_{OL})$ bramki NAND serii standard w stanie niskim



Rys. 7.9. Typowa charakterystyka wyjściowa $U_{OH} = f(I_{OH})$ bramki NAND serii standard w stanie wysokim

Typową charakterystykę wyjściową w stanie niskim $U_{OL} = f(I_{OL})$ przedstawiono na rys. 7.8. Charakterystyka ta została zmierzona przy wysterowaniu wejścia napięciem $U_I = 2$ V. Charakterystyka wyjściowa w stanie wysokim $U_{OH} = f(I_{OH})$ jest przedstawiona na rys. 7.9 ($U_I = 0,4$ V).

W tablicy 7.3 zamieszczono typowe wartości parametrów statycznych układów TTL.

Tablica 7.3

Typowe parametry statyczne układów TTL serii: standard, LS, S, ALS

Parametr	Oznaczenie	Jednostki	Seria standard	Seria LS	Seria S	Seria ALS
			wartość typowa	wartość typowa	wartość typowa	wartość typowa
Napięcie zasilania	U_{CC}	V	5	5	5	5
Obciążalność w stanie niskim	N_L		10	10	10	10
Obciążalność w stanie wysokim	N_H		20	20	20	20
Maksymalne napięcie wejściowe w stanie niskim	$U_{IL\ max}$	V	0,8	0,8	0,8	0,8
Minimalne napięcie wejściowe w stanie wysokim	$U_{IH\ min}$	V	2	2	2	2
Prąd wejściowy w stanie niskim	$I_{IL\ max}$	mA	-1,6	-0,4	-0,2	-0,1
Prąd wejściowy w stanie wysokim	$I_{IH\ max}$	μA	40	20	50	20
Maksymalne napięcie wyjściowe w stanie niskim	$U_{OL\ max}$	V	0,4	0,4	0,5	0,4
Maksymalne napięcie wyjściowe w stanie wysokim	U_{OH}	V	3,4	3,4	3,4	V_{CC}-2
Prąd wyjściowy w stanie wysokim	I_{OH}	mA	-0,9	-0,4	-1	-0,4
Prąd zasilania w stanie niskim	I_{OL}	mA	16	8	20	8
Zwarciowy prąd wyjściowy	I_{OS}	mA	-55	-100	-100	-112
Prąd zasilania w stanie niskim (dla układu 'ØØ)	I_{CCL}	mA	12	2,4	20	1,5
Prąd zasilania w stanie wysokim (dla układu 'ØØ)	I_{CCH}	mA	4	0,8	10	0,5

7.2.4. Odporność na zakłócenia

Miarą odporności układu scalonego na działanie zakłóceń jest margines zakłóceń statycznych. Jest on określony dla obydwu stanów logicznych na wejściu układu scalonego. Dla określonego stanu logicznego na wejściu można przedstawić wartość marginesu zakłóceń statycznych jako maksymalną amplitudę sygnału, która oddziałując na to wejście nie spowoduje niepożądanej zmiany stanu bramki.

Definicje minimalnych marginesów zakłóceń statycznych są następujące:

$$M_{L\,min} = U_{IL\,max} - U_{OL\,max} \tag{7.2}$$

$$M_{H\,min} = U_{OH\,min} - U_{IH\,min} \tag{7.3}$$

Dla układów TTL typowe wartości marginesów zakłóceń wynoszą odpowiednio:

$$M_{L\,min} = 0{,}8\ V - 0{,}4\ V = 0{,}4\ V$$

$$M_{H\,min} = 2{,}4\ V - 2\ V = 0{,}4\ V$$

Typowe wartości marginesów zakłóceń statycznych można zdefiniować następująco:

$$M_L = U_p - U_{OL\,typ} \tag{7.4}$$

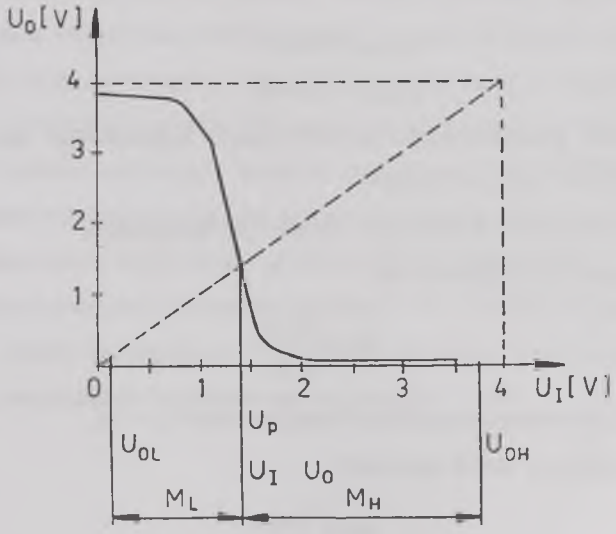
$$M_H = U_{OH\,typ} - U_p \tag{7.5}$$

Po podstawieniu typowych dla układów TTL wartości otrzymuje się:

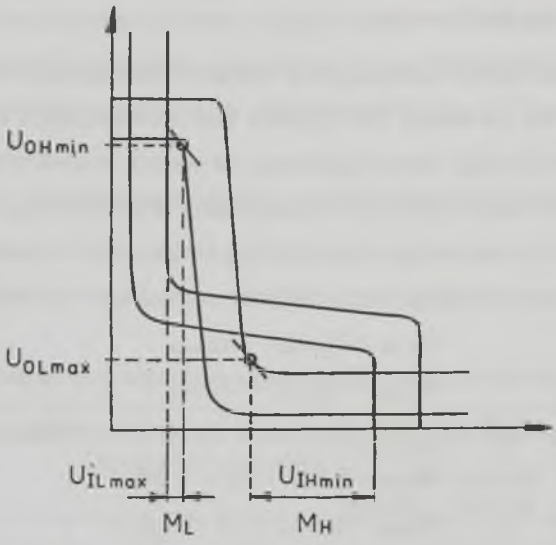
$$M_L = 1{,}4\ V - 0{,}2\ V = 1{,}2\ V$$

$$M_H = 3{,}5\ V - 1{,}4\ V = 2{,}1\ V$$

Graficzną interpretację powyższych definicji przedstawiono na rys. 7.10 i rys. 7.11.



Rys. 7.10. Definicja typowych marginesów zakłóceń statycznych



Rys. 7.11. Definicja minimalnych marginesów zakłóceń statycznych z uwzględnieniem rodziny charakterystyk przejściowych

7.2.5. Obciążalność wyjściowa

Dla układów cyfrowych wygodnie jest charakteryzować obciążalność wyjściową liczbą bramek N tego samego typu, które można dołączyć do wyjścia. Wartości maksymalne prądu wejściowego dla bramek serii standardowej TTL wynoszą odpowiednio:

$$I_{IH\,max} = 40\ \mu A$$

$$I_{IL\,max} = 1{,}6\ mA$$

Natomiast minimalne gwarantowane wartości prądu wyjściowego wynoszą odpowiednio $I_{OL\,min} = 16$ mA i $I_{OH\,min} = 0{,}8$ mA.

Definicje obciążalności w stanie wysokim i niskim są następujące:

- obciążalność wyjścia w stanie niskim

$$N_L = \frac{I_{OL\,min}}{I_{IL\,max}} \tag{7.6}$$

co przy założonych wcześniej wartościach prądów daje $N_L = 10$,

- obciążalność wyjścia w stanie wysokim

$$NH = \frac{I_{OH\,min}}{I_{IH\,max}} \tag{7.7}$$

Po podstawieniu wartości liczbowych otrzymujemy dla serii TTL standard wartość $N_H = 20$. Liczba bramek, jaką można obciążyć wyjście układu, a zapewniająca poprawną pracę, jest ograniczona mniejszą z dwu wartości N_L i N_H.

Dla bramek wykonanych w technologii CMOS prąd wejściowy jest znikomo mały (rzędu setek nA), co przy wyjściowej wydajności prądowej rzędu kilku mA powinno umożliwić podłączenie do wyjścia co najmniej kilku tysięcy bramek CMOS. Jednakże w technologii CMOS dominującym parametrem określającym obciążalność jest pojemność wejściowa bramki, którą należy przeładować przy przejściu z jednego stanu logicznego w stan przeciwny, a nie prąd wejściowy bramki! Tak więc obciążalność bramek CMOS w przypadku sterowania bramek wykonanych w tej samej technologii określa się dla warunków dynamicznych, a nie statycznych. Przy obciążeniu bramek CMOS przez bramki TTL dominujące jest kryterium obciążenia przez prąd wejściowy. Typowa liczba bramek TTL LS, która może obciążyć bramkę CMOS serii 4000B, wynosi N = 2, a serii HCT N = 10.

7.2.6. Współpraca układów TTL i CMOS

Zasadniczym problemem przy sprzężeniu układów CMOS i TTL jest dopasowanie poziomów logicznych. W przypadku połączeń pomiędzy układami CMOS serii HCT i układami TTL ten problem nie istnieje, gdyż układy HCT z założenia zostały przystosowane do takiej współpracy poprzez odpowiedni dobór charakterystyki przejściowej, wejściowej oraz wyjściowej. Problem pojawia się w przypadku układów CMOS serii 4000B, które mogą pracować w szerokim zakresie napięć zasilania od $U_{CC} = 3$ V do $U_{CC} = 18$ V, podczas gdy układy TTL od $U_{CC} = 4{,}75$ V do $U_{CC} = 5{,}25$ V. Należy wtedy zastosować układy obniżające napięcie wyjściowe (układ CMOS steruje TTL) lub podwyższające napięcie wyjściowe (układ TTL steruje CMOS). Dodatkowym problemem jest mała obciążalność wyjść układów CMOS serii 4000B.

Do realizacji połączeń pomiędzy układami TTL i CMOS można zastosować specjalizowane układy sprzęgające, które pełnią rolę konwertera poziomów logicznych i umożliwiają zwiększenie obciążalności wyjściowej.

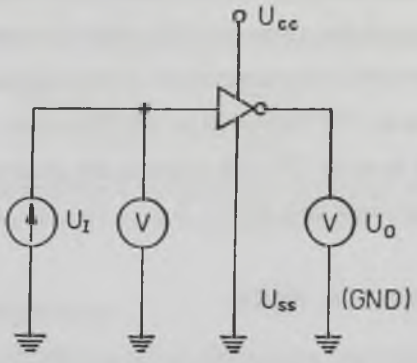
7.2.7. Układy pomiarowe parametrów statycznych

W tablicy 7.4 zamieszczono układy pomiarowe niezbędne przy realizacji ćwiczenia.

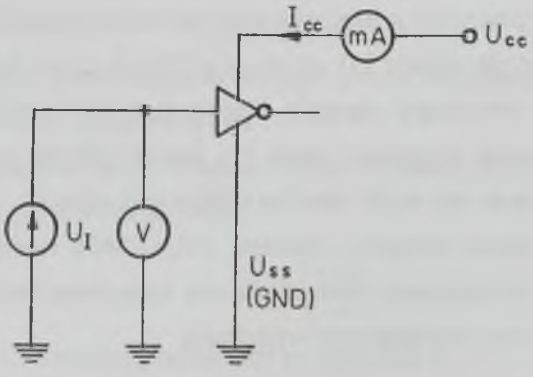
Tablica 7.4

Układy pomiarowe

a) Pomiar charakterystyki przejściowej $U_O = f(U_I)$

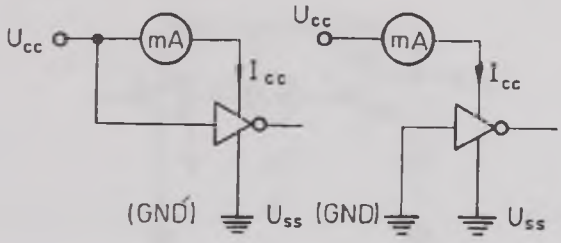


b) Pomiar charakterystyki poboru prądu zasilania w funkcji napięcia wejściowego $I_{CC} = f(U_I)$

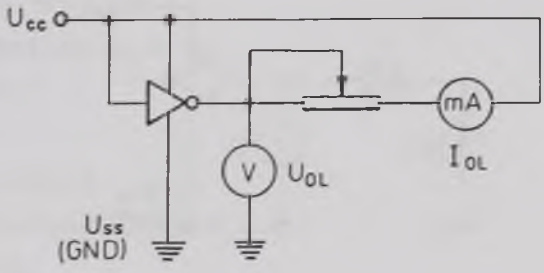


cd. tablicy 7.4

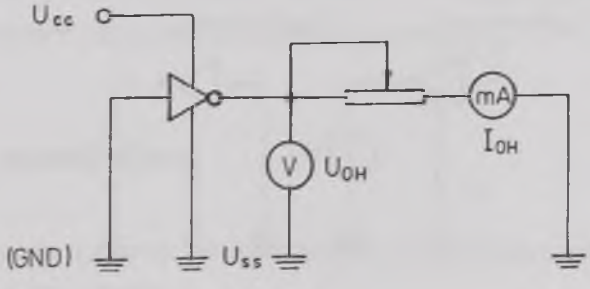
c) Pomiar spoczynkowego prądu zasilania w stanie wysokim i niskim I_{CC}



d) Pomiar charakterystyki wyjściowej $U_{OL} = f(I_{OL})$ w stanie niskim

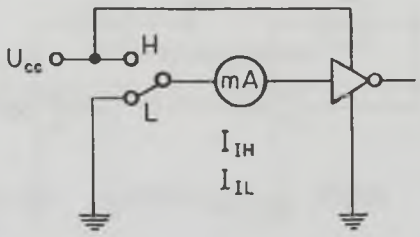


e) Pomiar charakterystyki wyjściowej $U_{OH} = f(I_{OH})$ w stanie wysokim

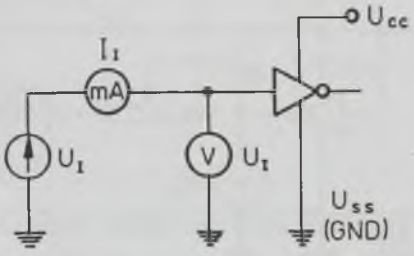


cd. tablicy 7.4

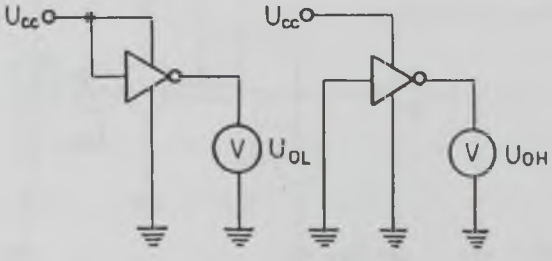
f) Pomiar prądu wejściowego w stanie wysokim I_{IH} i niskim I_{IL}



g) Pomiar charakterystyki wejściowej $I_I = f(U_I)$

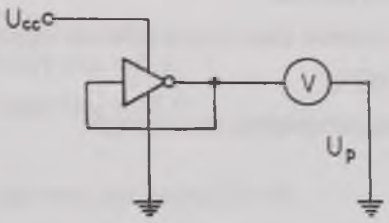


h) Pomiar napięć wyjściowych w stanie wysokim U_{OH} i niskim U_{OL}



cd. tablicy 7.4

i) Pomiar napięcia przełączania U_p



Uwaga

Wartości napięć zasilania i dopuszczalnych napięć wejściowych są następujące:

- układy serii 4000B

  U_{SS} = 0 V

  U_{DD} = 5, 10, 15 V

  zakres zmian U_I od U_{SS} do U_{CC}

- układy serii HCT:

  GND = 0 V

  U_{CC} = 4,5; 5; 5,5 V

  zakres zmian U_I od GND do U_{CC}

- układy serii TTL:

  GND = 0 V

  U_{CC} = 4,75 V; 5 V; 5,25 V

  zakres zmian U_I od GND do U_{CC}

Dodatkowo dla układów CMOS nie wykorzystane wejścia powinny zostać spolaryzowane (połączone z U_{CC} zależnie od funkcji logicznej).

7.3. Tematy sprawdzające

1. Budowa, zasada działania i charakterystyczne właściwości układów wykonanych w technologii TTL i CMOS.
2. Porównanie parametrów statycznych układów TTL i CMOS.
3. Charakterystyki przejściowe układów TTL i CMOS.

4. Odporność bramki na zakłócenia statyczne.
5. Charakterystyki wejściowe i wyjściowe bramek.
6. Charakterystyki prądu zasilania bramek.
7. Definicje podstawowych parametrów statycznych bramek logicznych.
8. Współpraca układów TTL i CMOS.
9. Układy pomiarowe do badania parametrów statycznych.

7.4. Aparatura pomocnicza

Stanowisko laboratoryjne zawiera badane bramki TTL serii standard, LS, S, ALS oraz CMOS serii 4000B i HCT, a także standardowe obciążenia. Do zdejmowania charakterystyk służy źródło napięcia regulowanego oraz zmienna rezystancja obciążająca. Pomiary przeprowadza się za pomocą dwóch woltomierzy i amperomierza.

7.5. Program ćwiczenia

1. Zdjąć charakterystykę wejściową $I_I = f(U_I)$ dla bramek TTL: standard, LS, S, ALS
   Podczas pomiarów wejście nie wykorzystane powinno być zwarte do masy.
   W czasie zdejmowania charakterystyki w zakresie ujemnych napięć wejściowych U_I należy zwrócić uwagę na to, by prąd wejściowy nie przekroczył dopuszczalnej wartości –20 mA.
2. Zmierzyć charakterystykę przejściową $U_o = f(U_I)$ dla bramek:
   - LS i ALS bez obciążenia,
   - LS i ALS z obciążeniem N = 8 wejść standardowych i LS,
   - CMOS 4000B bez obciążenia dla U_{CC} = 5 V i U_{CC} = 15 V,
   - CMOS 4000B z obciążeniem dwóch bramek TTL LS przy U_{CC} = 5 V,
   - CMOS HCT bez obciążenia,
   - CMOS HCT z obciążeniem N = 8 wejść standardowych i LS.
3. Dla wszystkich rodzajów bramek wyznaczyć U_p bez obciążenia i z obciążeniem N = 1, 2, 4, 8, 16 standardowym i LS.

4. Wyznaczyć charakterystyki wyjściowe dla bramek:
   - TTL standard
   - LS
   - HCT
   - CMOS 4000B przy U_{CC} = 5 V
   - CMOS 4000B przy U_{CC} = 15 V

Uwaga

Nie należy przekraczać wartości prądu 30 mA.

5. Zdjąć charakterystyki poboru prądu w funkcji U_I dla bramek
   - LS
   - HCT
   - CMOS 4000B (U_{CC} = 5 V)
   - CMOS 4000B (U_{CC} = 15 V)

Uwaga

Nie wykorzystywane bramki (TTL) ustawić w stan wysoki.

7.6. Tematy do opracowania

1. Wykreślić zdjęte charakterystyki wyjściowe i wyznaczyć $I_{IH\ max}$ i $I_{IL\ maxD}$.
2. Wykreślić zmierzone charakterystyki przejściowe i na ich podstawie wyznaczyć typowe oraz minimalne marginesy zakłóceń statycznych i porównać je z wartościami gwarantowanymi przez producenta.
3. Przedstawić zmierzone charakterystyki wyjściowe bramek: na tej podstawie określić $I_{OL\ max}$ i $I_{OH\ max}$.
4. Wyznaczyć zmierzone charakterystyki poboru prądu i powiązać je z charakterystykami przejściowymi.
5. Uzasadnić przebieg zależności $U_p(N)$.
6. Porównać wszystkie uzyskane wyniki z danymi katalogowymi. Wyjaśnić rozbieżności. Zinterpretować wyniki.

7.7. Literatura

1. Sasal W.: Układy scalone serii UCA 64/UCY 74. WKŁ, Warszawa 1985, rozdz. 1.
2. Pieńkos J., Turczyński J.: Układy scalone TTL w systemach cyfrowych. WKŁ, Warszawa 1986, rozdz. 1, 4.
3. Gajewski P., Tuczyński J.: Cyfrowe układy scalone CMOS. WKŁ, Warszawa 1990, rozdz. 2, 4.
4. Łakomy M., Zabrodzki J.: Cyfrowe układy scalone. PWN, Warszawa 1986, rozdz. 2,3 .

Ćwiczenie 8

GENERATORY NAPIĘĆ NIESINUSOIDALNYCH

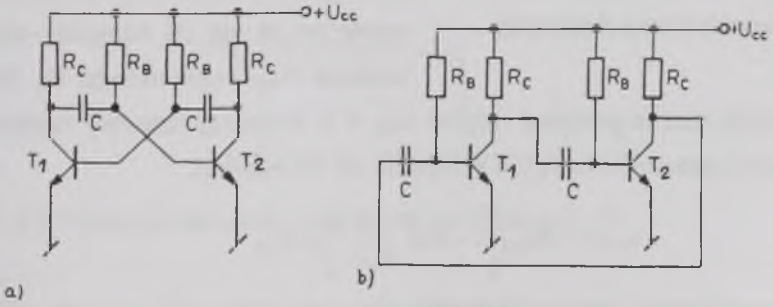
8.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z podstawowymi rodzajami samowzbudnych generatorów napięć prostokątnych i liniowo narastających w czasie. W ćwiczeniu badane będą cztery układy generatorów napięć prostokątnych zwanych multiwibratorami, których budowę oparto na tranzystorach, bramkach, scalonych uniwibratorach i wzmacniaczu operacyjnym oraz dwóch układach generatorów napięć liniowych.

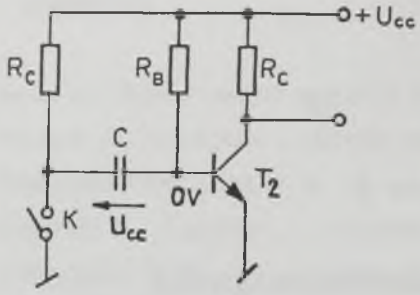
8.2. Wprowadzenie

8.2.1. Multiwibrator tranzystorowy

Schemat ideowy multiwibratora symetrycznego w uproszczonej postaci przedstawiono na rys. 8.1. W celu wyjaśnienia zasady działania układu narysujemy połówkę

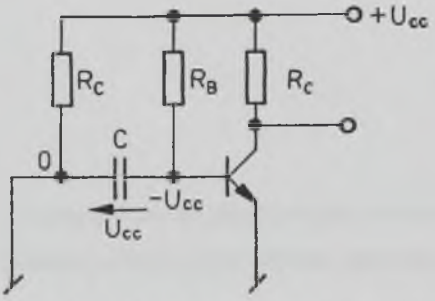


Rys. 8.1. Multiwibrator tranzystorowy (dwa sposoby rysowania a) symetryczny, b) jako wzmacniacz prądu zmiennego z 100% dodatnim sprzężeniem zwrotnym



Rys. 8.2. Uproszczony schemat połowy multiwibratora

układu z rys. 8.1b, zastępując tranzystor T_1 kluczem (rys. 8.2). Dalsze rozważania prowadzić będziemy przy upraszczającym założeniu, że tranzystory multiwibratora można zastąpić idealnymi kluczami sterowanymi napięciami baza – emiter tranzystorów, czyli dla tranzystora przewodzącego (klucz zamknięty) mamy $U_{CE} = U_{BE} = 0$, a dla tranzystora odciętego (klucz otwarty) $I_C = I_B = 0$. Układ z rys. 8.2 jest układem monostabilnym, zwanym uniwibratorem. Jeżeli klucz K jest otwarty, to przy odpowiednim doborze rezystorów R_B i R_C ($R_B < \beta R_C$ i gdzie β to współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora) tranzystor T_2 jest nasycony, a kondensator C naładowany do napięcia U_{CC}. Napięcie na bazie i kolektorze tranzystora T_2 wynosi zero. Stan ten jest stabilny, czyli może trwać nieskończenie długo. W chwili zamknięcia klucza K lewa okładka kondensatora, która była dotychczas na potencjale $+U_{CC}$, zostaje zwarta z masą, wskutek czego potencjał drugiej okładki, połączonej z bazą również skokowo obniża się o U_{CC}, czyli do napięcia $-U_{CC}$ względem masy. Tranzystor T_2 zostaje odcięty i napięcie na jego kolektorze skacze do $+U_{CC}$. Sytuacja w chwili zwarcia klucza przedstawiona jest na rys. 8.3.



Rys. 8.3. Zwarcie klucza K do masy

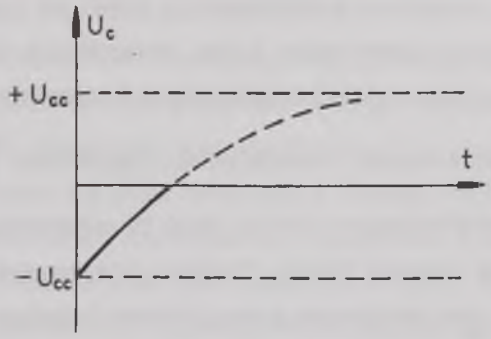
Jak wynika z rys. 8.3, kondensator C przeładowuje się od napięcia $-U_{CC}$ do napięcia $+U_{CC}$ przez rezystor R_B. Obwód bazy tranzystora można pominąć, dopóki $U_{BE} < 0$. Przebieg czasowy napięcia na kondensatorze C pokazano na rys. 8.4. Wyraża się on wzorem:

$$u_C(t) = 2U_{CC}\left[1 - \exp\left(\frac{-t}{R_B C}\right)\right] - U_{CC} \qquad (8.1)$$

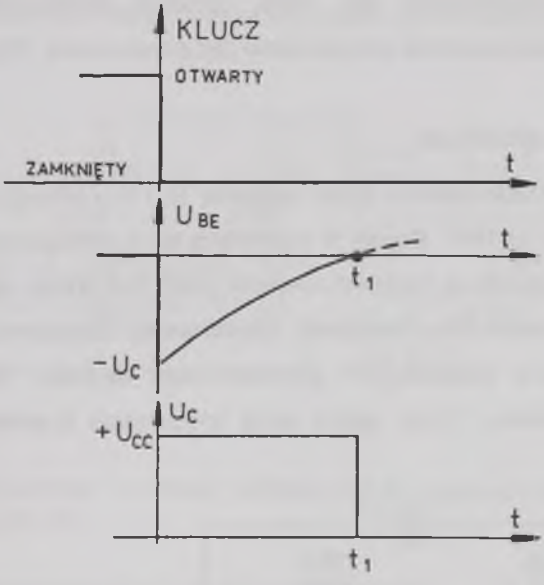
W chwili gdy $u_C(t)$, które jest równe napięciu baza – emiter tranzystora T_2, osiągnie zero, tranzystor ten zostaje załączony i napięcie na jego kolektorze spadnie do zera. Dzieje się to po czasie t_1

$$t_1 = R_B C \ln 2 \qquad (8.2)$$

od chwili załączenia klucza. Przebiegi na bazie i kolektorze tranzystora T_2 pokazano raz jeszcze na rys. 8.5. Otwarcie klucza K po wygenerowaniu impulsu i powrocie do stanu stabilnego nie zmienia stanu tranzystora T_2.



Rys. 8.4. Przebieg czasowy napięcia na kondensatorze C



Rys. 8.5. Przebiegi na bazie i kolektorze tranzystora T_2

Aby otrzymać układ generujący ciąg impulsów, należy zastąpić klucz K tranzystorem T_1 z układem RC identycznym z przypadkiem T_2, przy czym rolę klucza pełnić będzie tranzystor T_1. W ten sposób wygenerowanie impulsu przez jeden tranzystor

inicjuje podobny proces w drugim i następuje podtrzymywanie drgań. Układ ten przedstawiony jest na rys. 8.1. Częstotliwość drgań takiego układu wynosi

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2t_1} = \frac{1}{2R_B C \ln 2} \tag{8.3}$$

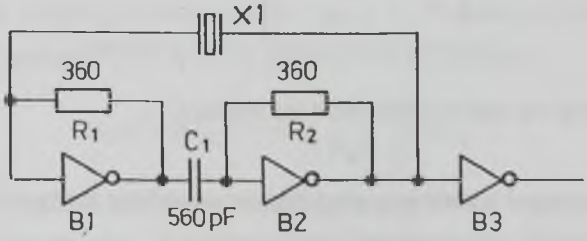
a amplituda napięcia na kolektorach $+U_{CC}$.

Istnieje możliwość wykonania multiwibratora o trzech lub więcej stanach, przez pierścieniowe połączenie odpowiedniej liczby uniwibratorów przedstawionych na rys. 8.2. W przypadku braku symetrii układu (różne kondensatory C oraz rezystory R_B) multiwibrator generuje impulsy o współczynniku wypełnienia $\frac{t_1}{T}$ różnym od 0,5.

Praktyczny układ multiwibratora różni się nieco od pokazanego na rys. 8.1b i jest uwidoczniony na płycie czołowej modelu. Posiada on wybierane przełącznikami trzy wartości rezystora R_C oraz regulowane potencjometrem rezystancje R_B. Istnieje możliwość przyłączenia różnych wartości pojemności C. Złącza baza – emiter tranzystorów T_1 i T_2 zabezpieczone są przed przebiciem (napięcie przebicia złącza baza – emiter tranzystorów epiplanarnych jest małe) układem diodowo-rezystorowym (BAVP21, 68 kΩ). Napięcie zasilania zablokowane jest pojemnością 100 μF.

8.2.2. Multiwibrator na bramkach

Bramki B1 i B2 są zlinearyzowane przez rezystory R_1 i R_2 i pracują jako wzmacniacze odwracające fazę o 180°. Bramki te zamknięte są w pętlę sprzężenia zwrotnego o całkowitym przesunięciu fazowym równym 360°. Sprzężone są za pomocą kondensatora C_1 i rezonatora X1 o określonej częstotliwości rezonansu szeregowego. Rezonator wymusza częstotliwość generowanego sygnału. Generator ten generuje sygnał sinusoidalny. Temu celowi służy linearyzacja bramek. Generacja



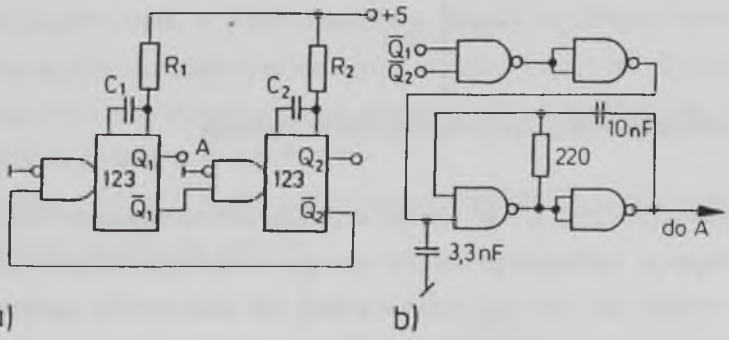
Rys. 8.6. Generator kwarcowy, którego budowę oparto na bramkach TTL (74 LS 04)

sinusoidy jest korzystniejsza niż generowanie przebiegów przesterowanych (bez linearyzacji), gdyż zwiększa stałość częstotliwości. Bramka B3 służy jako wzmacniacz wyjściowy oraz formuje sygnał w standardzie TTL.

8.2.3. Multiwibrator zbudowany z dwu uniwibratorów

Ideę wykorzystaną przy budowie multiwibratora z rys. 8.1 można wykorzystać wprost w przypadku zastosowania cyfrowego układu scalonego zawierającego dwa uniwibratory. Przykładem takiego układu jest podwójny uniwibrator UCY 74123 wykonany techniką TTL, zawierający dwa uniwibratory. Czas trwania impulsu wyjściowego uniwibratora ustala się przez dołączenie z zewnątrz rezystora i kondensatora. Szeregowe połączenie takich uniwibratorów uzupełnione o układ startowy zapewniający pewny start multiwibratora daje multiwibrator o dość dobrych własnościach i szerokim zakresie częstotliwości i współczynników wypełnienia impulsu.

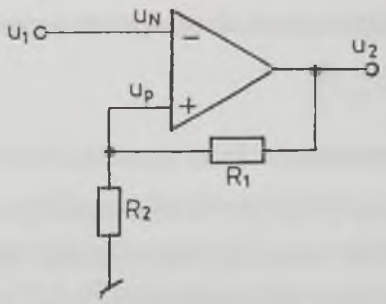
Układ będący przedmiotem ćwiczenia pokazany jest na rys. 8.7. Posiada wbudowane potencjometry do regulacji czasów trwania obu części okresu przebiegu wyjściowego. Pojemności dołącza się przewodami na zewnątrz płyty czołowej.



Rys. 8.7. Multiwibrator na dwóch uniwibratorach scalonych (a) i pewien układ kombinacyjny (b)

8.2.4. Multiwibrator na wzmacniaczu operacyjnym

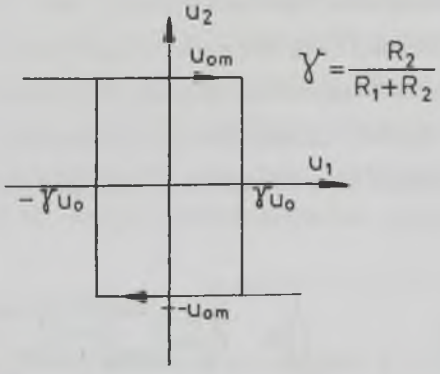
Zastosowanie wzmacniacza operacyjnego pozwala na prostą realizację generatora przebiegu prostokątnego. Wzmacniacz objęty jest pętlą dodatniego i ujemnego sprzężenia zwrotnego. Dzięki sztywnemu dodatniemu sprzężeniu zwrotnemu ma on



Rys. 8.8. Przerzutnik Schmitta na wzmacniaczu operacyjnym

charakterystykę przekaźnikową pokazaną na rys. 8.9. Układ z rys. 8.8 nosi nazwę przerzutnika Schmitta.

Uzupełnienie przerzutnika Schmitta na wzmacniaczu operacyjnym o układ RC w gałęzi ujemnego sprzężenia zwrotnego pozwala na uzyskanie samowzbudnego układu generującego na wyjściu wzmacniacza impulsy prostokątne, a na wejściu odwracającym fazę



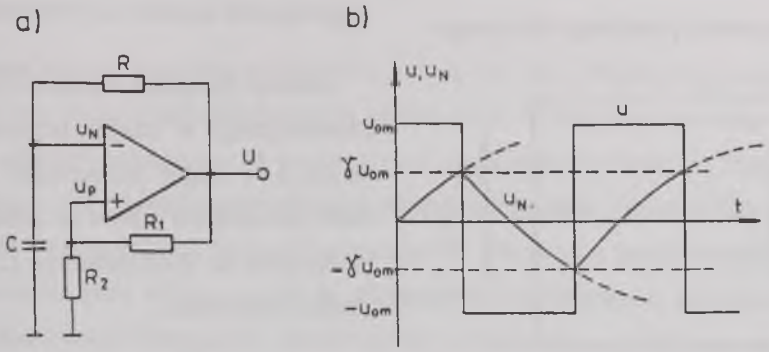
Rys. 8.9. Charakterystyka statyczna przerzutnika Schmitta

przebieg relaksacyjny (rys. 8.10a). Działanie układu jest następujące (rys. 8.10). Po załączeniu napięcia zasilającego wskutek silnego dodatniego sprzężenia zwrotnego wzmacniacz nasyci się i na jego wyjściu pojawi się dodatnie lub ujemne napięcie U_{OM}. Dla dalszych rozważań założymy, że jest to napięcie dodatnie. Na wejściu nie odwracającym fazy pojawi się wówczas napięcie:

$$U_p = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{OM} = \gamma U_{OM} \tag{8.4}$$

W chwili załączenia kondensator C nie jest naładowany i napięcie U_N wynosi 0. Kondensator ładuje się z wyjścia wzmacniacza przez rezystor R według wzoru:

$$u_C = u_N = U_{OM}\left[1 - \exp\left(\frac{-1}{RC}\right)\right] \tag{8.5}$$



Rys. 8.10. Przerzutnik Schmitta (a) i przebiegi czasowe (b)

W chwili gdy napięcia na obu wejściach wzmacniacza zrównają się, czyli gdy

$$U_{OM}\left[1-\exp\left(\frac{-t}{RC}\right)\right]=\gamma U_{OM} \tag{8.6}$$

następuje skokowa zmiana napięcia na wyjściu wzmacniacza z $+U_{OM}$ na $-U_{OM}$. Na wejściu U_p ustala się napięcie $-U_{OM}$, a kondensator C przeładowuje się do napięcia $-U_{OM}$ według wzoru

$$u_C = u_N = (\gamma U_{OM} + U_{OM})\exp\left(\frac{-t}{RC}\right) - U_{OM} \tag{8.7}$$

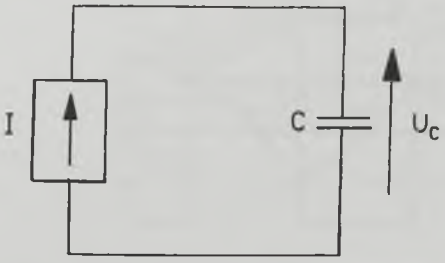
(początek liczenia czasu w chwili przerzutu), ale gdy u_N osiągnie wartość $-\gamma U_{OM}$, napięcie na wyjściu wzmacniacza skacze do wartości $+U_{OM}$ i cykl ładowania kondensatora – tym razem od innego warunku początkowego – powtórzy się. Przebiegi napięć w układzie pokazano na rys. 8.10b.

Jak wynika z rys. 8.10b oraz przytoczonych zależności, częstotliwość generowanego przebiegu wyraża się wzorem

$$f=\frac{1}{T}=\frac{1}{2RC\ln\left(1+\frac{2R_2}{R_1}\right)} \tag{8.8}$$

Praktyczny układ generatora używanego w ćwiczeniu posiada dwa potencjometry: jeden z nich służy do regulacji strefy histerezy przerzutnika Schmitta, drugi – stałej czasowej obwodu ładowania kondensatora. Kondensator dołącza się przewodami na zewnątrz płyty czołowej. Amplituda generowanego przebiegu prostokątnego równa jest maksymalnemu napięciu wyjściowemu wzmacniacza operacyjnego U_{OM}, a amplituda przebiegu relaksacyjnego γU_{OM}. Wyjścia napięcia relaksacyjnego (zbliżonego kształtem do piłokształtnego) nie należy obciążać.

8.2.5. Generator przebiegu liniowego

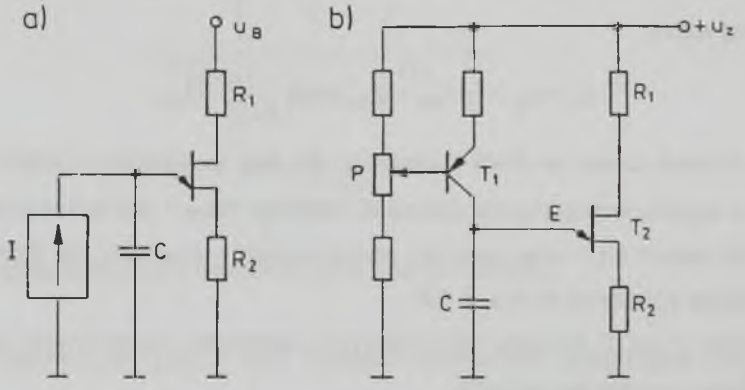


Rys. 8.11. Zasada generacji napięcia liniowego

Zasadę generacji napięcia liniowego narastającego w czasie przedstawiono na rys.8.11. Jeżeli kondensator C ładowany jest prądem stałym ze źródła SPM, to napięcie na kondensatorze C narasta według zależności:

$$u_C(t) = \frac{1}{C}\int_0^t I d\tau = \frac{I_t}{C} + u_c(0) \qquad (8.10)$$

czyli liniowo. Jeżeli układ w rys. 8.11 będziemy okresowo rozładowywać, otrzymamy samowzbudny układ wytwarzający napięcie liniowo narastające w czasie. Do rozładowywania kondensatora można użyć np. tranzystora jednozłączowego. Schemat układu przedstawia rys. 8.12.

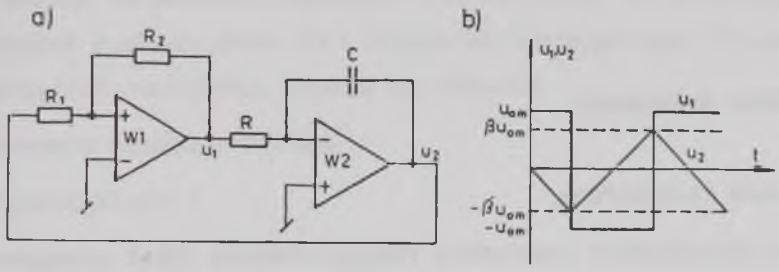


Rys. 8.12. Generator napięcia liniowego z tranzystorem jednozłączowym: a) idea, b) realizacja praktyczna

Źródło prądowe o wydajności regulowanej potencjometrem P zbudowane na tranzystorze T_1 ładuje prądem stałym kondensator C, który rozładowywany jest przez tranzystor jednozłączowy. Na emiterze E tranzystora jednozłączowego T_2 napięcie narasta liniowo, a na rezystorze R_2 występują piki napięcia podczas rozładowywania kondensatora.

8.2.6. Generator przebiegu trójkątnego

Schemat ideowy generatora pokazany jest na rys. 8.13. Nietrudno zauważyć, że generator ten stanowi ulepszoną wersję układu z rys. 8.10a, w którym człon RC zastąpiono układem całkującym na wzmacniaczu operacyjnym. Ponieważ integrator na wzmacniaczu W2 odwraca fazę, napięcie liniowo narastające doprowadzone jest do wejścia nie odwracającego fazy wzmacniacza W1. Nieco inne będą również wyrażenia na napięcie, przy którym następuje przełączenie wzmacniacza; pozostawiamy je do wyprowadzenia ćwiczącemu. Wynika z nich, a także z rys. 8.13b, że wartość rezystancji R_1 oraz R_2 wpływa na amplitudę i częstotliwość generowanego przebiegu trójkątnego, a rezystancji R – tylko na częstotliwość. W modelu obie te rezystancje są regulowane. Kondensator C należy dołączyć przewodami z zewnątrz płyty czołowej.



Rys. 8.13. Schemat ideowy generatora przebiegu trójkątnego (a) i przebiegi w układzie (b)

8.3. Tematy sprawdzające

1. Opisać działanie multiwibratora z rys. 8.1.
2. Zinterpretować wpływ rezystancji R_C multiwibratora z rys. 8.1 na kształt impulsu napięcia na kolektorze.
3. Skąd na bazach tranzystorów multiwibratora z rys. 8.1 biorą się ujemne napięcia, skoro układ zasilany jest napięciem dodatnim?
4. Na czym polega linearyzacja bramki za pomocą rezystora włączonego między wejście a wyjście?
5. Omówić podstawowe właściwości rezonatora kwarcowego.

6. Podać podstawowe właściwości bramek z rys. 8.6.
7. Omówić podstawowe własności uniwibratora UCY 74123.
8. Omówić charakterystyki statyczne i podstawowe parametry tranzystora jednozłączowego.
9. Podać zasadę wytwarzania przebiegu napięcia i prądu liniowo narastającego w czasie.
10. Omówić charakterystyki przejściowe przerzutnika Schmitta na wzmacniaczu operacyjnym w układzie odwracającym i nieodwracającym.

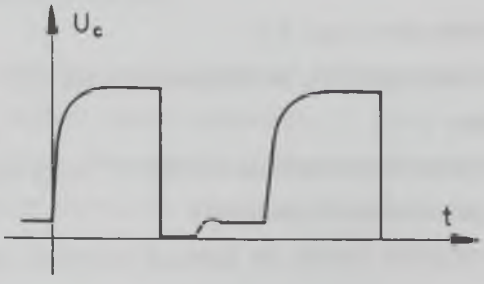
8.4. Aparatura pomocnicza

1. Oscyloskop dwukanałowy.
2. Uniwersalny miernik cyfrowy.

8.5. Program ćwiczenia

1. Multiwibrator tranzystorowy.

   Podłączyć kondensatory i oscyloskop. Załączyć zasilanie. Zdjąć oscylogramy napięć na kolektorach i bazach obu tranzystorów dla trzech rożnych (wskazanych przez prowadzącego) wartości pojemności oraz dwu wartości rezystancji w kolektorze. Zaobserwować wpływ rezystorów w bazach na kształt napięcia na kolektorze. Zademonstrować kształt napięcia jak na rys. 8.14.



Rys. 8.14. Kształt przebiegu napięcia na kolektorze tranzystora

2. Multiwibrator na bramkach.

   Podłączyć kondensatory i oscyloskop. Zdjąć oscylogramy w dostępnych punktach układu. Zbadać wpływ nastaw potencjometrów na przebiegi. Zmierzyć częstotliwość.

3. Multiwibrator na układach scalonych UCY 74123.

   Program jak w p. 2.

4. Multiwibrator na wzmacniaczu operacyjnym.

   Podłączyć kondensator (3 wartości) i oscyloskop. Zdjąć oscylogramy w dostępnych punktach układu. Zbadać wpływ nastaw potencjometrów na przebiegi. Zmierzyć częstotliwość.

5. Generator przebiegu liniowego.

   Podłączyć kondensator, oscyloskop i miliamperomierz. Zdjąć oscylogramy w dostępnych punktach układu dla 3 różnych wartości pojemności. Zbadać wpływ nastawy prądu na przebieg. Zmierzyć częstotliwość.

6. Generator napięcia trójkątnego.

   Program jak w p. 4.

8.6. Tematy do opracowania

1. Wyprowadzić wzór na częstotliwość multiwibratora.
   Wytłumaczyć kształt impulsu na rys. 8.14.
   Do czego służą diody i oporniki do masy w bazach tranzystorów?
2. Jakie są wady tego generatora?
3. Do czego służy układ kombinacyjny z rys. 8.7?
   Podać typowy zakres częstotliwości i współczynników wypełnienia tego typu generatora.
4. Wyprowadzić wzór na częstotliwość generatora.
5. Obliczyć rezystancję wyjściową źródła prądowego.
   Wyprowadzić wzór na częstotliwość generatora.
   Opisać analityczne przebiegi oscylograficzne.

6. Wyprowadzić wzory na częstotliwość i amplitudę przebiegu trójkątnego. Zaproponować ideę generatora sinusoidalnego opartego na generatorze przebiegu trójkątnego.

8.7. Literatura

1. Filipkowski A.: Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe. WNT, Warszawa 1978.
2. Zagajewski T.: Układy elektroniki przemysłowej. WNT, Warszawa 1978.
3. Tietze U., Schenk Ch.: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1987.
4. Kulka Z., Nadachowski M.: Liniowe układy scalone i ich zastosowanie. WKŁ, Warszawa 1979.

Ćwiczenie 9

LINIOWE UKŁADY ANALOGOWE. Część 1
(dynamiczne przekształcanie sygnału wejściowego)

9.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie się z zasadą działania podstawowych układów przekształcających, umożliwiających dynamiczne przekształcanie sygnału wejściowego, na przykładzie układów całkujących i różniczkujących.

9.2. Wprowadzenie

Układy przekształcające w sposób dynamiczny sygnał wejściowy to układy, w których zależność między napięciami wyjściowymi a wejściowymi można wyrazić za pomocą równań różniczkowo-całkowych. Elementarne układy tego typu służą do całkowania lub różniczkowania napięcia wejściowego.

9.2.1. Układy całkujące

Układ całkujący to układ, w którym napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do całki napięcia wejściowego:

$$u_o(t) = k\int_0^t u_i(\tau)d\tau + u_o(0) \tag{9.1}$$

lub w zapisie operatorowym (przy zerowych warunkach początkowych):

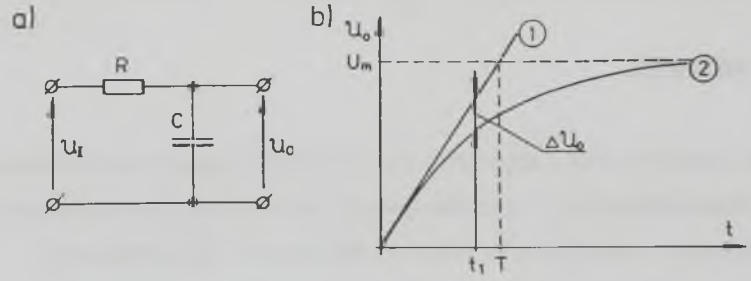
$$U_O(s) = \frac{k}{s}U_i(s) \tag{9.2}$$

Żaden rzeczywisty układ elektroniczny nie zapewnia idealnego całkowania. Powstający błąd całkowania wyznacza się dla pewnych znormalizowanych sygnałów wejściowych; najczęściej dla skoku jednostkowego lub dla przebiegu sinusoidalnego.

Najprostszym układem całkującym jest czwórnik RC (rys. 9.1a). Zależność między napięciami wyjściowym i wejściowym dla czwórnika RC można przedstawić za pomocą równania operatorowego:

$$U_O(s) = \frac{1}{1+sRC} U_I(s) = \frac{1}{1+sT} U_I(s) \tag{9.3}$$

gdzie: T = RC jest stałą czasową układu.



Rys. 9.1. Czwórnik całkujący RC: a) schemat ideowy; b) odpowiedź na skok jednostkowy: 1 – układ idealny, 2 – układ rzeczywisty (wzór 9.4)

Gdy porównujemy powyższe równanie z równaniem operatorowym (9.2) idealnego integratora nasuwa się wniosek, że rzeczywisty układ będzie najbardziej zbliżony do idealnego, gdy będzie spełniony warunek sT >> 1, czyli gdy stała czasowa T będzie duża lub czas całkowania znacznie mniejszy od stałej czasowej T.

Jeżeli napięcie doprowadzone do zacisków wejściowych czwórnika RC jest skokiem jednostkowym

$$u_I(t) = U_m 1(t)$$

to na wyjściu otrzymamy przebieg (rys. 9.1b):

$$u_O(t) = U_m\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T}\right)\right] \tag{9.4}$$

Rozwijając powyższy wzór w szereg otrzymamy:

$$u_O(t) = \left[\frac{t}{T} - \frac{1}{2!}\left(\frac{t}{T}\right)^2 + \frac{1}{3!}\left(\frac{t}{T}\right)^3 - \ldots\right] U_m \tag{9.5}$$

Pierwszy wyraz tego szeregu odpowiada odpowiedzi idealnego integratora na skok jednostkowy, następne zaś przedstawiają błąd całkowania. Bezwzględny błąd całkowania można wyznaczyć ograniczając się do drugiego wyrazu szeregu:

$$|\Delta U_o| = \frac{1}{2}\left(\frac{t}{T}\right)^2 U_m \tag{9.6}$$

a odpowiadający mu względny błąd całkowania określony jest wzorem:

$$\delta \approx 50\left(\frac{t}{T}\right)[\%] \tag{9.7}$$

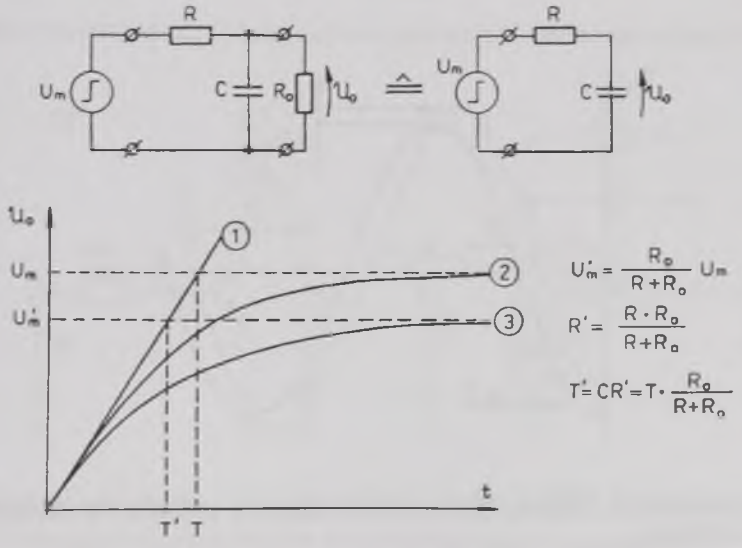
Jeżeli założymy, że błąd względny nie może przekroczyć wartości δ_1 [%], to albo całkowanie nie może trwać dłużej niż:

$$t_{max} \leq \frac{RC}{50}\delta_1 \tag{9.8}$$

albo też dla danego czasu całkowania stała T powinna spełniać warunek:

$$T \geq 50\frac{t}{\delta_1} \tag{9.9}$$

W dotychczasowej analizie zakładano brak obciążenia na wyjściu. Po obciążeniu układu całkującego na wyjściu rezystorem R_o (rys. 9.2) nastąpi pogorszenie własności całkujących układu.



Rys. 9.2. Wpływ obciążenia na pracę układu całkującego: 1 – układ idealny, 2 – układ rzeczywisty nieobciążony, 3 – układ rzeczywisty obciążony rezystorem R_o

Napięcie wyjściowe zmaleje w stosunku $\frac{R_o}{R+R_o}$ i w takim samym stosunku zmaleje stała czasowa T. Spowoduje to zwiększenie błędu całkowania zgodnie ze wzorem:

$$\delta' = \left(1+\frac{R}{R_o}\right)\delta \tag{9.10}$$

Jeśli RC będzie pobudzany napięciem sinusoidalnym

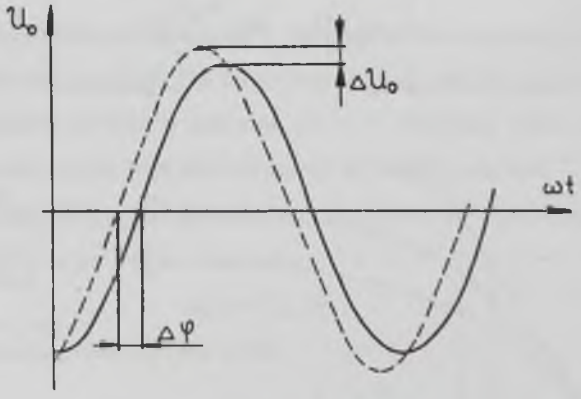
$$u_i(t) = U_{im}\exp(j\omega t) \tag{9.11}$$

to na wyjściu otrzymamy napięcie:

$$u_o(t) = \frac{U_{im}}{1+j\omega T} = \left[\frac{1}{j\omega T} - \frac{1}{j\omega T(1+j\omega T)}\right]U_{im} \tag{9.12}$$

Pierwszy wyraz powyższego wzoru przedstawia prawidłowy wynik całkowania napięcia wejściowego, drugi natomiast – błąd całkowania. W stosunku do idealnego całkowania w otrzymanym przebiegu występują błędy amplitudy i fazy (rys. 9.3). Błąd amplitudy wyraża się zależnością:

$$\Delta U_O = \frac{U_{im}}{\omega T} - \frac{U_{im}}{\sqrt{1+(\omega T)^2}} = \frac{\sqrt{1+(\omega T)^2}-\omega T}{\omega T\sqrt{1+(\omega T)^2}}U_{im} = \frac{\sqrt{1+\left(\frac{1}{\omega T}\right)^2}-1}{\sqrt{1+(\omega T)^2}}U_{im} \tag{9.13}$$



Rys. 9.3. Wyznaczanie błędów układu całkującego przy pobudzaniu napięciem sinusoidalnym

przy założeniu że $\omega T >> 1$, otrzymamy:

$$\Delta U_O \cong \frac{\left(1+\frac{1}{2\omega^2T^2}\right)-1}{\sqrt{1+(\omega T)^2}}U_{Im} = \frac{U_{Im}}{2\omega^2T^2\sqrt{1+(\omega T)^2}} \tag{9.14}$$

Wówczas względny błąd amplitudy wyniesie:

$$\delta = \frac{1}{2\omega T\sqrt{\omega^2T^2+1}} \approx \frac{1}{2\omega^2T^2} \tag{9.15}$$

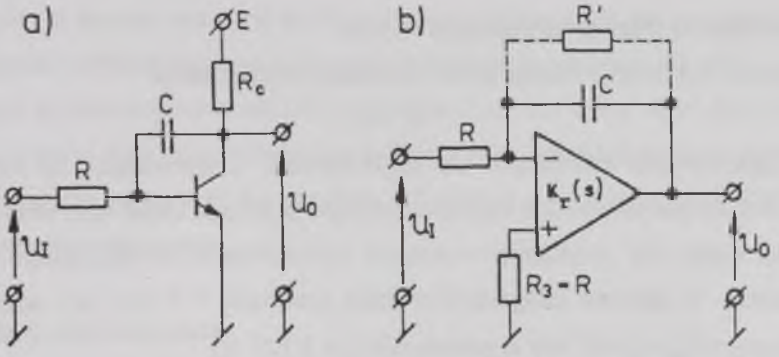
Błąd fazy wyraża się wzorem:

$$\Delta\varphi = \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{\omega T} \tag{9.16}$$

Znaczne polepszenie własności całkujących można uzyskać wykorzystując w układach całkujących efekt Millera. Włączenie pojemności w pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza (rys. 9.4a) powoduje (1 + $|k_u|$)-krotne zwiększenie stałej czasowej układu. Na rys. 9.4b przedstawiono układ całkujący, którego budowę oparto na wzmacniaczu operacyjnym. Transmitancję układu idealnego wyraża zależność (9.17)

$$u_O(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^t u_1(\tau)d\tau + u_O(0) \tag{9.17}$$

tożsame z równaniem (9.1), przy czym współczynnik proporcjonalności k = -1/RC.



Rys. 9.4. Układy całkujące z pojemnościowym sprzężeniem zwrotnym: a) ze wzmacniaczem tranzystorowym, b) ze wzmacniaczem operacyjnym

Transmitancję operatorową przedstawia zależność (9.18). Jego porównanie z transmitancją układu RC

$$K(s) = \frac{-1}{sRC} = \frac{-1}{sT} \tag{9.18}$$

daną w równaniu (9.3) uwidacznia (1 + |k(s)|)-krotny wzrost stałej czasowej całkowania. Transmitancja rzeczywistego układu całkującego uwzględniająca skończoną wartość wzmocnienia $K_r(s)$ wzmacniacza operacyjnego różni się od wyrażenia (9.18). Przedstawiające ją równanie (9.19)

$$K(s) = -\frac{1}{sRC}\,\frac{1}{1+\dfrac{1}{K_r(s)}}\,\frac{1}{1+\dfrac{1}{sCR(K_r+1)}} \tag{9.19}$$

o dość skomplikowanej postaci można uprościć przeprowadzając odpowiednią analizę częstotliwościową. Wyniki tej analizy są dane wyrażeniami (9.20)

$$K(s) = \begin{cases} \dfrac{-1}{\omega_o RC} & \text{dla } \omega < \omega_o \\ \dfrac{-1}{sRC} & \text{dla } \omega_o \le \omega \le \omega_T \\ \dfrac{-K_r(s)}{sRC} & \text{dla } \omega > \omega_T \end{cases} \tag{9.20}$$

gdzie ω_T jest pulsacją graniczną wzmacniacza operacyjnego, a pulsacja ω_o dana jest wzorem (9.21)

$$\omega_o = \frac{1}{K_{ro}RC} \tag{9.21}$$

Można stąd wyciągnąć następujące wnioski:

- poprawne całkowanie następuje w przedziale częstotliwości

  $$f_O - f_T;$$

- dla częstotliwości mniejszych od częstotliwości f_o wynikającej ze skończonej wartości wzmocnienia $K_r(s)$ wzmacniacza operacyjnego układ traci własności całkujące, stając się zwyczajnym układem wzmacniacza odwracającego fazę. Dla przykładu, w układzie integratora o stałej czasowej T = 100 μs i wzmocnieniu statycznym $K_{ro} = 2 \cdot 10^5$ V/V częstotliwość $f_o = 8 \cdot 10^{-3}$ Hz;
- dla częstotliwości większych od częstotliwości f_T (jest to częstotliwość, przy której $|K_r(s)| = 1$ i typowo $f_T = 1$ MHz), integrator całkuje podwójne, a nawet potrójne – co zależy od liczby biegunów funkcji $K_r(s)$.

W zakresie poprawnego całkowania rzeczywiste własności elementów powodują powstanie pewnych błędów. W przypadku wzmacniacza operacyjnego decydującą

rolę odgrywają: wejściowe napięcie niezrównoważenia U_{In} i wejściowy prąd niezrównoważenia I_{In}, których wpływ można uwzględnić w następujący sposób:

$$u_O = -\frac{1}{RC}\int_0^t u_I(\tau)d\tau - \frac{1}{RC}\int_0^t U_{In}d\tau - \frac{1}{C}\int_0^t I_{In}d\tau + U_{on} \qquad (9.22)$$

Drugi i trzeci składnik powyższego równania określają maksymalny czas całkowania, jaki można dopuścić przy założonej dokładności. Z równania (9.22) wynika również, że należy dobierać wzmacniacze o jak najmniejszych wartościach prądów i napięć niezrównoważenia. Skończone wartości wzmocnienia różnicowego K_r i wejściowej rezystancji różnicowej R_r wzmacniacza operacyjnego oraz upływność kondensatora C (R' – rys. 9.4b) również mają istotny wpływ na względny błąd całkowania, który można wyrazić następującym wzorem:

$$\delta = \frac{\Delta t}{2K_{ro}\dfrac{R_r R}{2R_r + R}C}100[\%] \qquad (9.23)$$

gdzie: Δt – czas całkowania.

Wartość tego błędu można zminimalizować dobierając wzmacniacze o możliwie dużym współczynniku wzmocnienia i możliwie dużej rezystancji wejściowej. Widać też, że należy stosować kondensatory o możliwie małej upływności, a więc np. polistyrenowe lub teflonowe. Niewskazane jest stosowanie kondensatorów elektrolitycznych.

Należy więc jeszcze raz podkreślić, że układy całkujące działają poprawnie, gdy zmiany sygnału wejściowego zachodzą z częstotliwością mniejszą niż 1/T.

Ogólnym kryterium pozwalającym na stwierdzenie, czy dany układ jest integratorem, jest przebieg jego charakterystyki amplitudowej. Charakterystyka ta wykreślona w skali podwójnie logarytmicznej powinna być prostą o nachyleniu –20 dB/dekadę, w całym zakresie całkowania.

9.2.2. Układy różniczkujące

Układ różniczkujący to układ, w którym napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do pochodnej napięcia wejściowego:

$$u_O(t) = k\frac{d}{dt}u_I(t) \qquad (9.24)$$

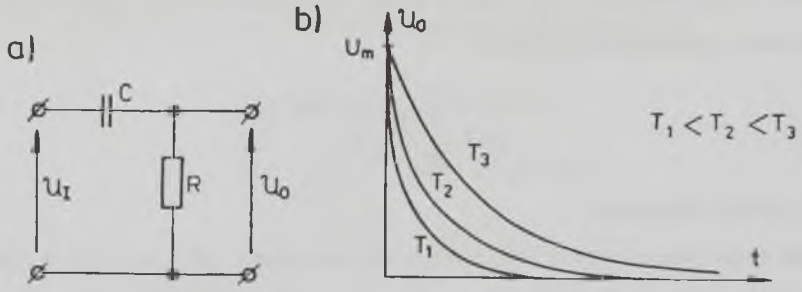
lub w zapisie operatorowym (przy zerowych warunkach początkowych):

$$U_O(s) = sk\,U_I(s) \qquad (9.25)$$

W rzeczywistych układach różniczkowanie zawsze obarczone jest pewnym błędem, zależnym od rodzaju układu i jego parametrów. Powstający błąd nie da się określić w sposób bezwzględny, można go jedynie obliczyć dla pewnych znormalizowanych sygnałów wejściowych (np. skoku jednostkowego lub przebiegu sinusoidalnego). Zależność między napięciami wyjściowym i wejściowym czwórnika CR wyraża równanie operatorowe:

$$U_O(s) = \frac{sT}{1+sT} U_I(s) \tag{9.26}$$

gdzie: T = RC jest stałą czasową układu.



Rys. 9.5. Układ różniczkujący CR: a) schemat, b) napięcie wyjściowe przy pobudzeniu skokiem jednostkowym

Z porównania zależności (9.26) z zależnością (9.25) dla idealnego układu różniczkującego wynika, że prawidłowe różniczkowanie będzie zachodziło, gdy spełniony będzie warunek: $|sT| < 1$. Podając na wejście skok jednostkowy

$$u_I(t) = U_m 1(t)$$

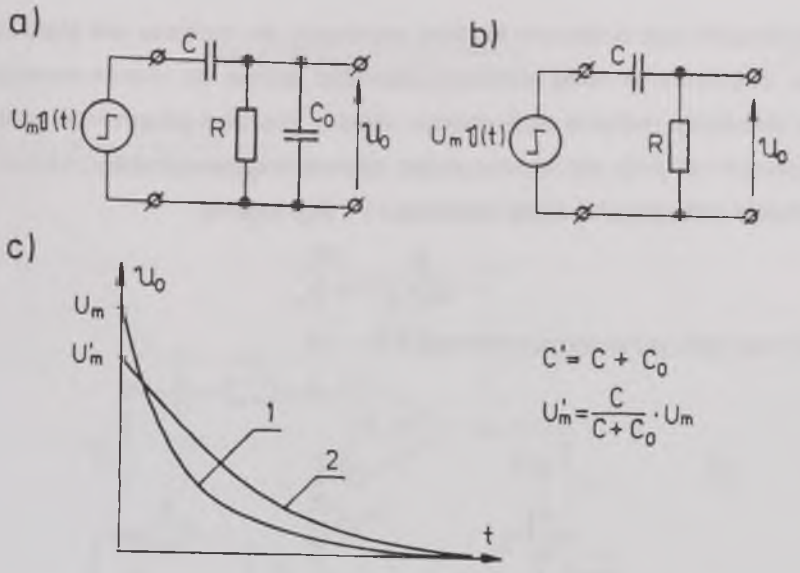
otrzymamy na wyjściu napięcie wyrażone wzorem:

$$u_O(t) = U_m \exp\left(-\frac{t}{T}\right) \tag{9.27}$$

Im mniejsza jest stała czasowa, tym szybciej opada napięcie wyjściowe (rys. 9.5b), a przebieg jest bardziej zbliżony do przebiegu idealnego.

Jeżeli układ różniczkujący obciążymy pojemnością (rys. 9.6), to parametry różniczkowania pogorszą się. Stała czasowa różniczkowania zwiększa się do wartości $T' = (C+C_o) R$, a amplituda impulsu napięcia wyjściowego maleje zgodnie ze wzorem:

$$U'_m = \frac{C}{C+C_o} U_m \tag{9.28}$$



Rys. 9.6. Wpływ obciążenia pojemnościowego na pracę układu różniczkującego: a) schemat układu, b) schemat zastępczy, c) przebieg napięcia wyjściowego (1 – układ nieobciążony, 2 – układ obciążony pojemnością C_o)

Jeżeli na wejściu czwórnika CR podamy napięcie sinusoidalne (9.11), to na wyjściu otrzymamy przebieg opisany zależnością:

$$u_O = \frac{j\omega T}{1+j\omega T} U_{im} = j\omega T \frac{1}{1+j\omega T} U_{Im} \tag{9.29}$$

Różni się on od przebiegu prawidłowego amplitudą i fazą. Względny błąd amplitudy wyraża się wzorem (9.30):

$$\delta = \frac{\Delta U_{om}}{U_{om}} = \frac{\omega T - \frac{\omega T}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}}}{\omega T} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} \tag{9.30}$$

Przy założeniu że $\omega^2 T^2 << 1$, można wzór (9.30) uprościć do postaci:

$$\delta \cong 1 - \frac{1}{1+0{,}5\omega^2 T^2} = 0{,}5\omega^2 T^2 \tag{9.31}$$

Błąd ten rośnie z częstotliwością różniczkowanego napięcia oraz ze stałą czasową RC obwodu.

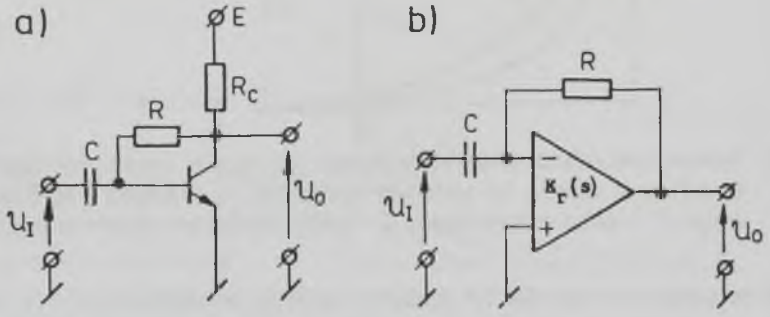
Błąd fazy można obliczyć ze wzoru:

$$\Delta\varphi = -\text{arc tg}(\omega t) \tag{9.32}$$

Układ różniczkujący działa tym bardziej poprawnie, im mniejsza jest stała czasowa T układu. Zmniejszenie stałej czasowej prowadzi jednak do równoczesnego zmniejszenia amplitudy napięcia wyjściowego układu. Poprawę parametrów układów różniczkujących uzyskuje się wykorzystując ujemne rezystancyjne sprzężenie zwrotne, powodujące zmniejszenie stałej czasowej $(1 + |k_u|)$-krotnie.

$$T' = \frac{T}{1+|k_u|} = \frac{RC}{1+|k_u|} \tag{9.33}$$

Układy tego typu przedstawiono na rys. 9.7.



Rys. 9.7. Układy różniczkujące z ujemnym rezystancyjnym sprzężeniem zwrotnym: a) ze wzmacniaczem tranzystorowym, b) ze wzmacniaczem operacyjnym

Transmitancję układu różniczkującego z idealnym wzmacniaczem operacyjnym opisuje zależność (9.34), tożsama z zależnością (9.25), w sytuacji gdy

$$K(s) = - sRC \tag{9.34}$$

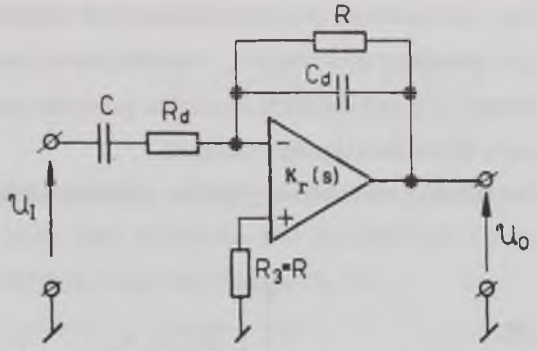
współczynnik proporcjonalności $k = -RC$. Duża skłonność układu przedstawionego na rys. 9.7b do wzbudzania się powoduje znaczne trudności w praktycznej realizacji tego układu. W układach praktycznych wzmocnienie układu ogranicza się przez zastosowanie dodatkowych elementów: R_d i C_d, co przedstawiono na rys. 9.8. Z punktu widzenia stabilności oraz właściwości szumowych układu optymalną sytuację uzyskamy, gdy elementy układu dobierzemy zgodnie z warunkiem:

$$R_dC = RC_d = T_1 \tag{9.35}$$

W tej sytuacji transmitancja układu przyjmuje postać:

$$K(s) = -sRC\frac{1}{(1+sT)^2}\frac{T(s)}{1+T(s)} \tag{9.36}$$

gdzie: $T(s) = K_r(s)\dfrac{(1+sT_1)^2}{sRC+(1+sT_1)^2}$



Rys. 9.8. Praktyczna wersja układu różniczkującego

Analiza częstotliwościowa równania (9.36) prowadzi do następujących wyników:

$$K(s) = \begin{cases} 0 & \text{dla} \quad \omega < \dfrac{1}{RC} \\ -sCR & \text{dla} \quad \dfrac{1}{RC} \le \omega \le \dfrac{1}{R_dC} \\ \dfrac{-1}{sR_dC_d} & \text{dla} \quad \omega_T > \omega > \dfrac{1}{R_dC} \end{cases} \tag{9.37}$$

gdzie ω_T jest pulsacją graniczną wzmacniacza operacyjnego.

Można stąd wyciągnąć następujące wnioski:

- poprawne różniczkowanie następuje jedynie w przedziale częstotliwości:

$$\frac{1}{2\pi RC} \le f \le \frac{1}{2\pi R_dC}; \tag{9.38}$$

- dla częstotliwości mniejszych od $(2\pi RC)^{-1}$ układ traci własności różniczkujące całkowicie tłumiąc sygnał wyjściowy;
- dla częstotliwości większych od $(2\pi R_dC)^{-1}$ układ zmienia charakter i staje się integratorem.

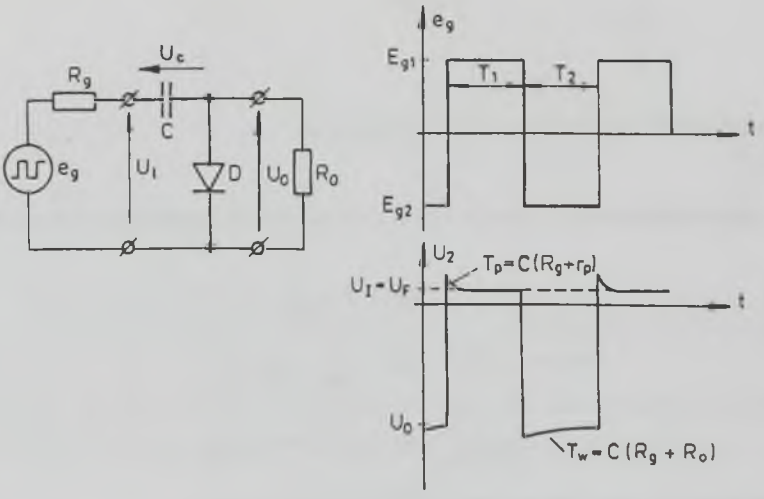
Należy zdawać sobie sprawę, że powodem dodatkowych błędów przetwarzania są wejściowe napięcia i prądy niezrównoważenia oraz impedancja wejściowa

wzmacniacza operacyjnego. Charakterystyka amplitudowa układu różniczkującego, określona w skali podwójnie logarytmicznej, powinna być prostą o nachyleniu +20 dB/dekadę, w całym zakresie różniczkowania.

9.2.3. Układy odtwarzania składowej stałej

Układy dynamicznego przesuwania poziomu (zwane też układami przylegania) stosowane są wtedy, gdy przebieg wyjściowy U_o, niezależnie od wartości składowej stałej napięcia wejściowego U_I, jego amplitudy i kształtu, powinien przylegać (od góry bądź od dołu) do pewnego ściśle określonego napięcia.

Podstawowy schemat układu przesuwania poziomu przedstawiono na rys. 9.9.



Rys. 9.9. Układ odtwarzania składowej stałej: a) schemat, b) przebiegi napięć w układzie

Układy te działają na zasadzie wykorzystania efektu gromadzenia się ładunku w pojemności kondensatora sprzęgającego przenoszony sygnał okresowy, jeśli stałe czasowe ładowania T_p i rozładowania T_w tej pojemności są różne. W układzie podanym na rys. 9.9 prądy ładowania i rozładowania (zakładając, że kondensator C ma odpowiednio dużą pojemność) określają wzory:

$$I_1 = \frac{E_{g1} - U_c - U_F}{R_g + \dfrac{r_p R_o}{r_p + R_o}} \tag{9.39}$$

$$I_2 = \frac{U_c - E_{g2}}{R_g + \frac{r_w R_o}{r_w + R_o}} \tag{9.40}$$

gdzie r_p i r_w są odpowiednio rezystancją przewodzenia i rezystancją zaporową diody. Zakładając, że $R_o >> r_p \approx 0$ i $R_o << r_w$ oraz pamiętając, że $Q_1 = Q_2$, czyli $I_1T_1 = I_2T_2$, otrzymujemy po przekształceniu wzór:

$$U_2 = \frac{R_o}{R_g + R_o} \frac{\Delta E - U_F}{1 + \frac{T_2}{T_1} \frac{R_g}{R_g + R_o}} \tag{9.41}$$

Przebieg wyjściowy przylega zatem do poziomu równego napięciu przewodzenia diody U_F, przy czym jego amplituda jest zmniejszona bardziej, niż wynikałoby to z dzielnika utworzonego przez rezystancje R_g i R_o.

9.3. Tematy sprawdzające

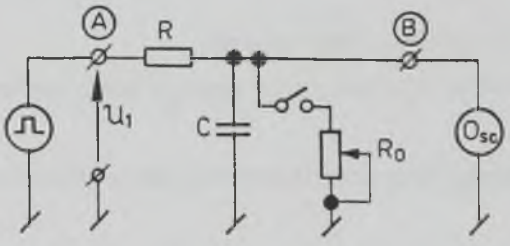
1. Co rozumiemy przez pojęcie układu przekształcającego sygnał w sposób dynamiczny?
2. Porównać idealny i rzeczywisty układ całkujący.
3. Omówić błąd całkowania powstający przy podaniu skoku jednostkowego na wejściu czwórnika RC.
4. Omówić błędy amplitudy i fazy powstające przy całkowaniu przebiegu sinusoidalnego.
5. Narysować i omówić układy całkujące wykorzystując efekt Millera (wyprowadzić wzory dla układów z rys. 9.4a i b).
6. Porównać idealny i rzeczywisty układ różniczkujący.
7. Omówić błąd różniczkowania powstający przy podaniu skoku jednostkowego na wejście czwórnika CR.
8. Omówić błędy amplitudy i fazy powstające przy różniczkowaniu przebiegu sinusoidalnego.
9. Narysować i omówić układy różniczkujące wykorzystujące efekt Millera (wyprowadzić wzory dla układów z rys. 9.7a i b).
10. Omówić zasadę działania układów odtwarzających składową stałą.

9.4. Aparatura pomocnicza

1. Generator przebiegów prostokątnych i sinusoidalnych.
2. Oscyloskop dwukanałowy.
3. Zasilacz stabilizowany.

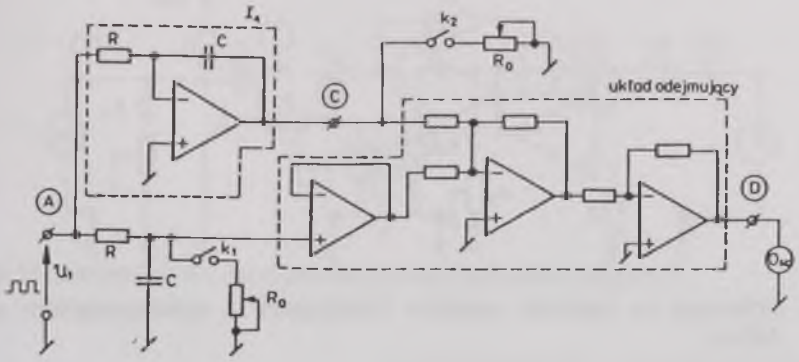
9.5. Program ćwiczenia

1. Obserwacja wpływu obciążenia na pracę układu całkującego:
   - na wejście A układu całkującego (rys. 9.10) podłączyć generator napięcia prostokątnego o amplitudzie 5 V i częstotliwości 200 Hz;
   - za pomocą oscyloskopu dwustrumieniowego zaobserwować przebieg napięć wejściowego A i wyjściowego B układu całkującego;
   - obciążyć układ całkujący rezystancją;
   - zaobserwować wpływ obciążenia na proces całkowania.



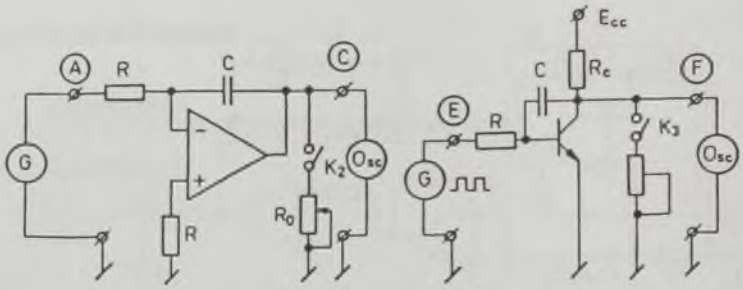
Rys. 9.10. Układ do obserwacji wpływu obciążenia na pracę układu całkującego

2. Wyznaczenie błędu całkowania w funkcji czasu całkowania:
   - na wejście A układu (rys. 9.11) podłączyć generator jak w punkcie poprzednim, do wyjścia D przyłączyć oscyloskop,
   - zakładając, że układ całkujący I_1 jest układem „idealnym", obserwujemy na oscyloskopie różnicę przebiegu scałkowanego w układach: „idealnym" i w czwórniku RC;
   - wyznaczyć błąd całkowania w funkcji czasu całkowania.

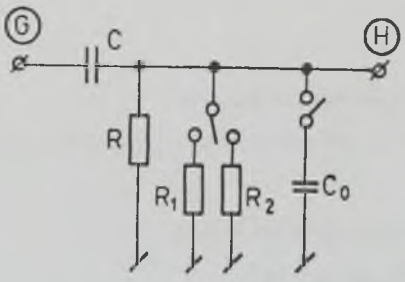


Rys. 9.11. Układ do pomiaru błędów całkowania

3. Wyznaczanie błędu całkowania w funkcji rezystancji obciążenia:
   - w układzie z rys. 9.11 włączyć kluczem k_1 rezystancję obciążenia R_o (pozostałe połączenia jak w punkcie 1);
   - wyznaczyć błąd całkowania w funkcji rezystancji obciążenia R_o.
4. Wyznaczyć błędy amplitudy i fazy układu całkującego RC:
   - na wejście układu całkującego RC (rys. 9.10) podłączyć generator napięcia sinusoidalnego o amplitudzie 2,5 V,
   - za pomocą oscyloskopu dwustrumieniowego zmierzyć błąd amplitudy i fazy w funkcji częstotliwości sygnału wejściowego (f zmieniać od 0,2 do 3 [kHz]);
   - zaobserwować wpływ obciążenia układu całkującego na błędy amplitudy i fazy.
5. Wyznaczanie czasu całkowania, dla którego błąd całkowania jest mniejszy od 5%:
   - na wejścia A i E układów całkujących z wykorzystaniem efektu Millera (rys. 9.12) podłączyć generator napięcia prostokątnego o amplitudzie 5 V;
   - obserwować za pomocą oscyloskopu przebieg wyjściowy w punktach C, F;
   - aproksymować uzyskany sygnał wyjściowy przebiegiem „idealnym";
   - wyznaczyć czas, dla którego błąd $\frac{\Delta U_2}{U_2}\ 100\% = 5\%$;
   - zbadać wpływ obciążenia powyższych układów na błąd całkowania.

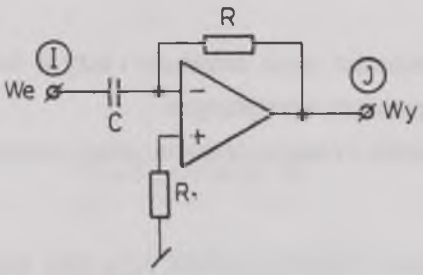


Rys. 9.12. Schematy do badania układów całkujących z wykorzystaniem efektu Millera

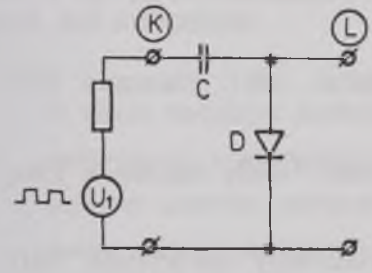


Rys. 9.13. Układ do obserwacji wpływu stałej czasowej na pracę układu różniczkującego

6. Obserwacja wpływu stałej czasowej układu różniczkującego na jakość różniczkowania:
   - na wejście G układu różniczkującego (rys. 9.13) podłączyć generator napięcia prostokątnego o amplitudzie 5 V;
   - zaobserwować przebieg wyjściowy H dla różnych wartości rezystancji R;
   - zmierzyć zmianę stałej czasowej układu różniczkującego oraz zmianę wartości amplitudy impulsu wyjściowego po obciążeniu wyjścia układu różniczkującego pojemnością C_o.
1. Pomiar błędu fazy i amplitudy układu różniczkującego:
   - na wejście G układu różniczkującego (rys. 9.13) podłączyć generator napięcia sinusoidalnego o amplitudzie 2,5 V i częstotliwościach kolejno: 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3 [kHz];
   - dokonać pomiaru błędu fazy i amplitudy.
2. Obserwacja procesu różniczkowania w układzie różniczkującym z ujemnym sprzężeniem zwrotnym:
   - podłączając na wejściu I układu różniczkującego z ujemnym sprzężeniem zwrotnym (rys. 9.14) kolejno generator napięcia prostokątnego i sinusoidalnego zaobserwować proces różniczkowania;
   - zaobserwować szybkość narastania sygnału wyjściowego.



Rys. 9.14. Badany układ różniczkujący ze sprzężeniem zwrotnym



Rys. 9.15. Badany układ odtwarzania składowej stałej

9. Zapoznanie się z działaniem układu przesuwania poziomu napięcia:
   - na wejście K układu przesuwania poziomu napięcia (rys. 9.15) podłączyć generator napięcia prostokątnego;
   - zaobserwować na oscyloskopie równocześnie napięcia wejściowe K i wyjściowe I , zmieniając amplitudę napięcia wejściowego.

9.6. Tematy do opracowania

1. Narysować i omówić obserwowane przebiegi napięć wyjściowych w czwórniku całkującym obciążonym i nieobciążonym.
2. Przedstawić na wykresie zależność błędu całkowania w funkcji czasu całkowania.
3. Przedstawić na wykresie zależność błędu całkowania w funkcji R_o.
4. Przedstawić na wykresie zależność błędów amplitudy i fazy w funkcji częstotliwości sygnału wejściowego.
5. Przedstawić, w jaki sposób wpływa obciążenie na błąd całkowania układów całkujących z wykorzystaniem efektu Millera.
6. Omówić wpływ stałej czasowej na jakość różniczkowania układu różniczkującego. Obliczyć teoretyczną wartość amplitudy impulsu wyjściowego i porównać z wartością zmierzoną podczas ćwiczenia.

7. Wykonać wykres zależności błędu amplitudy i fazy w funkcji częstotliwości; porównać wyniki z obliczeniami teoretycznymi.
8. Omówić przebiegi napięć i zasadę działania układu przesuwania poziomu napięcia.

9.7. Literatura

1. Elektronika przemysłowa: Praca zb. pod red. S. Malzachera. Skrypt Pol. Śl. nr 1438, Gliwice 1989, t. 1, s. 138-144.
2. Tietze U., Schenk Ch.: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1978, rozdz. 12.
3. Nowakowski W.: Podstawowe układy elektroniczne: Układy impulsowe. WKiŁ, Warszawa 1982, s. 117-129, 193-196.
4. Kulka Z., Nadachowski M.: Zastosowania wzmacniaczy operacyjnych. WNT, Warszawa 1986, s. 144-153.
5. Golde W., Śliwa L.: Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowanie. Cz. I – podstawy teoretyczne. WNT, Warszawa 1982, rozdz. 5.

Ćwiczenie 10

LINIOWE UKŁADY ANALOGOWE. Część 2

(Wzmacniacz przyrządowy)

10.1. Cel ćwiczenia

W takcie ćwiczenia studenci zapoznają się z możliwościami wykorzystania wzmacniaczy operacyjnych do konstrukcji wzmacniaczy przyrządowych znajdujących szerokie zastosowanie w miernictwie elektronicznym. Program ćwiczenia obejmuje zarówno prosty wzmacniacz różnicowy oparty na pojedynczym wzmacniaczu operacyjnym, jak i wysokiej jakości wzmacniacz pomiarowy wykorzystujący trzy wzmacniacze operacyjne.

10.2. Wprowadzenie

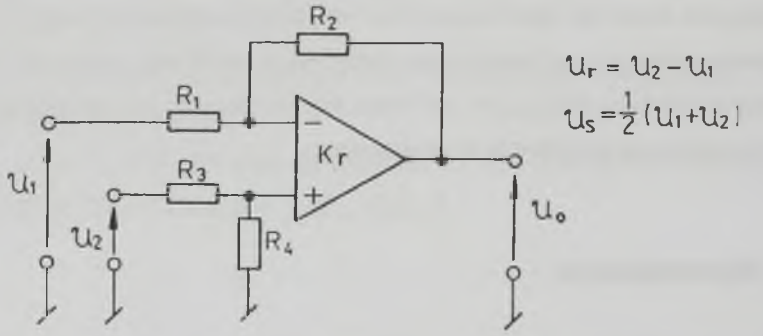
Wzmacniaczem przyrządowym nazywamy wzmacniacz różnicowy o konstrukcji umożliwiającej wzmacnianie małych sygnałów pomiarowych w trudnych warunkach przemysłowych, obejmujących zmiany temperatury otoczenia, zmiany napięcia zasilania oraz obecność zakłóceń i szumów. W praktyce oznacza to pomiar małych sygnałów różnicowych na tle dużych sygnałów wspólnych. W związku z tym wzmacniacz przyrządowy powinien charakteryzować się następującymi cechami: wejściem różnicowym, ściśle określonym i stabilnym wzmocnieniem, zdolnością do tłumienia wspólnych sygnałów wejściowych, liniową charakterystyką $U_O = f(U_I)$, bardzo dużą rezystancją wejściową i małą rezystancją wyjściową oraz małymi napięciami i prądami niezrównoważenia. W zależności od konkretnego zastosowania konstruuje się różne wzmacniacze przyrządowe opierające się na monolitycznych wzmacniaczach

operacyjnych. Istnieją też specjalizowane monolityczne lub hybrydowe wzmacniacze przyrządowe (ang. instrumentation amplifiers). W przeciwieństwie do wzmacniaczy operacyjnych wzmacniacz przyrządowy nie jest układem uniwersalnym, gdyż nie nadaje się do realizacji funkcji. Wzmacniacz przyrządowy stosowany jest najczęściej do współpracy z termoparami, mostkami tensometrycznymi, czujnikami biologicznymi lub bocznikami prądowymi.

10.2.1. Podstawowe układy wzmacniaczy przyrządowych

1. Wzmacniacz różnicowy pojedynczy

Na rys. 10.1 przedstawiono podstawowy układ wzmacniacza różnicowego. W ogólnym przypadku napięcie wyjściowe tego układu można opisać zależnością 10.1:



Rys. 10.1. Wzmacniacz różnicowy wykonany w oparciu o jeden wzmacniacz operacyjny: u_r – napięcie różnicowe, u_s – napięcie wspólne (sumacyjne)

$$u_O = \frac{1}{2}(A + B - C)u_r + (A - B + C)u_s \qquad (10.1)$$

gdzie: K_s - wzmocnienie napięciowe sumacyjne wzmacniacza operacyjnego (W.O),

K_r – wzmocnienie napięciowe różnicowe W.O.

$$A = \frac{K_r}{1 + \frac{R_3}{R_4} + K_r \frac{R_1}{R_2} \frac{1 + (R_3/R_4)}{1 + (R_1/R_2)}}$$

$$B = \frac{K_r}{1 + \frac{R_1}{R_2} + K_r \frac{R_1}{R_2}}$$

$$C = \frac{K_s}{1 + \frac{R_1}{R_2} + K_r \frac{R_1}{R_2}}$$

Najważniejszym problemem rozpatrywanym w przypadku wzmacniacza przyrządowego jest jego zdolność do tłumienia sygnału wspólnego w obecności elementów sprzężenia zwrotnego (R_1, R_2, R_3, R_4). Ogólnie zdolność tę charakteryzuje się za pomocą współczynnika tłumienia sygnału wspólnego CMRR, jako stosunek wzmocnienia różnicowego do wzmocnienia sumacyjnego:

$$CMMR_w = \frac{K_r}{K_s} \quad \text{- dla W.O.} \tag{10.2a}$$

$$CMRR_u = \frac{K'_r}{K'_s} \quad \text{- dla całego układu obejmującego W.O. i sprzężenie zwrotne} \tag{10.2b}$$

gdzie: K'_r - wzmocnienie różnicowe całego układu,

K'_s - wzmocnienie sumacyjne całego układu.

W sytuacji wyidealizowanej, gdy dysponujemy idealnym W.O. (tzn.: $K_r = \infty$, $K_s = 0$, $CMRR_w = \infty$) i idealnymi rezystorami (o tolerancjach $\delta_R = 0\%$), otrzymujemy układ pozbawiony wpływu sygnału wspólnego, opisany następującymi zależnościami:

$$u_O = \frac{R_2}{R_1}(u_2 - u_1) \tag{10.3}$$

$$CMRR_u = \infty$$

Dodatkowym warunkiem jest równość stosunków rezystancji rezystorów sprzężenia zwrotnego: $(R_2/R_1) = (R_3/R_4)$, gdyż wówczas otrzymamy „czystą" różnicę napięć wejściowych.

Analiza zależności (10.1) opisującej układ rzeczywisty (tzn.: $K_r < \infty$, $|K_s| \neq 0$, $CMRR_w < \infty$, tolerancje $\delta_R \neq 0$) umożliwia wyprowadzenie zależności na współczynnik $CMRR_u$ całego układu:

$$\frac{1}{CMRR_u} \approx \left| 2 \frac{1 - \frac{R_2}{R_1}\frac{R_3}{R_4}}{1 + 2\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_1}\frac{R_3}{R_4}} \right| + \left| \frac{K_s}{K_r} \right| \tag{10.4}$$

Wyrażenie (10.4) można zapisać w innej postaci (10.5), często spotykanej w literaturze.

$$\frac{1}{CMRR_u} = \frac{1}{CMRR'_u} + \frac{1}{CMRR_w} \qquad (10.5)$$

$$CMRR_u = \frac{CMRR'_u\, CMRR_w}{CMMR'_u + CMMR_w}$$

Współczynnik $CMRR'_u$ charakteryzuje zależność zdolności do tłumienia sygnałów wspólnych od wartości rezystancji rezystorów sprzężenia zwrotnego. Tłumienie osiąga wartość nieskończenie wielką tylko w sytuacji, gdy spełniony jest warunek $R_2/R_1 = R_4/R_3$. Niestety, w rzeczywistości rezystancje rezystorów obarczone są pewnymi tolerancjami δ_R, z tym że istotne znaczenie mają raczej tolerancje stosunków tych rezystancji $\delta(R_2/R_1)$ i $\delta(R_4/R_3)$, co prowadzi do konieczności starannej analizy problemu doboru rezystorów.

Dobór jest wynikiem kompromisu pomiędzy wymaganiami technicznymi a kosztami precyzyjnych rezystorów. W celu zobrazowania problemu w tablicy 10.1 przedstawiono zależność wartości współczynników $CMRR'_u$ oraz $CMRR_u$ od tolerancji stosunków rezystancji. Obliczenia przeprowadzono dla następujących warunków:

W.O.: $CMRR_w = 80$ dB (10^4 V/V)

$K'_r = 50$ V/V ($R_2 = R_4 = 50$ kΩ, $R_1 = R_3 = 1$ kΩ)

Tablica 10.1

Współczynniki $CMRR'_u$ i $CMRR_u$

Tolerancja stosunku rezystancji	%	5	1	0,5	0,1	0,05	0,01	0
$CMRR'_u$	V/V	509	2550	10200	25500	51000	255000	∞
	dB	54,0	68,1	80,2	88,1	94,2	108,1	∞
$CMRR_u$	V/V	484	2032	5050	7183	8361	9623	10^4
	dB	53,7	66,2	74,1	77,1	78,5	79,7	80

Przykład

Niezbędny jest wzmacniacz przyrządowy o wzmocnieniu różnicowym $K'_r = 50$ i współczynniku $CMRR_u = 80$ dB. Jeżeli dysponujemy W.O. o współczynniku $CMRR_w = 80$ dB, to z tablicy 10.1 wynika, że potrzebujemy rezystorów o tolerancji stosunku rezystancji co najmniej 0,01%. Należy tutaj zwrócić uwagę, że w przypadku stosowania w układzie rezystorów dyskretnych, ich tolerancje muszą wynosić co

najmniej 0,005%! Rezystory takie są bardzo drogie. Z drugiej strony współczynnik $CMRR'_u$ dla rezystorów sprężenia zwrotnego wynosi 80 dB przy tolerancji 0,2%, ale w tej sytuacji należy zastosować wzmacniacz przyrządowy o $CMRR_w \geq 110$ dB.

Z technicznego punktu widzenia druga sytuacja jest korzystniejsza. Wzmacniacz przyrządowy, którego budowę oparto na pojedynczym W.O. charakteryzuje się stosunkowo małym współczynnikiem $CMRR_u \leq 80$ dB, małą impedancją wejściową ($Z_{we} \approx R_1 + R_3$) dla napięcia różnicowego U_r oraz niejednakowymi impedancjami na obu wejściach:

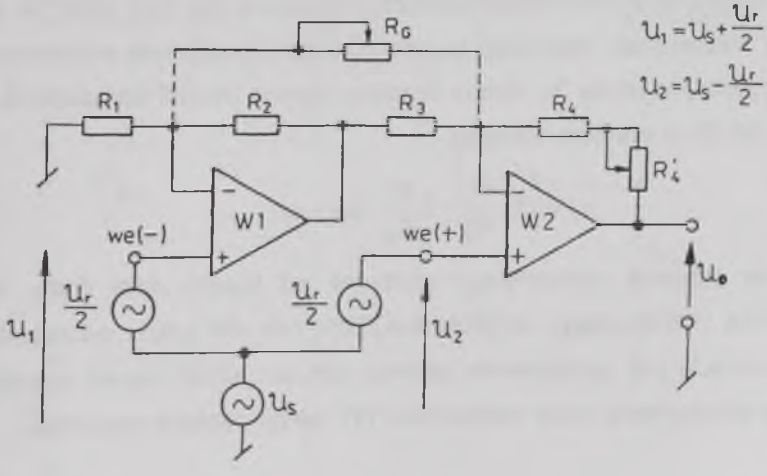
$$R_{we1} = \frac{u_1}{i_1}\Big|_{u_2=0} = R_3 + R_4 \qquad (10.6)$$

$$R_{we2} = \frac{u_2}{i_2}\Big|_{u_1=0} = R_1$$

Osiąganie dużych wartości wzmocnienia różnicowego K'_r, przy zachowaniu warunku dużej impedancji wejściowej, jest bardzo trudne, gdyż prowadzi do stosowania dużych rezystancji rzędu megaomów o małych tolerancjach.

2. Wzmacniacz różnicowy z dwoma wzmacniaczami operacyjnymi

Jedną z wersji tego typu wzmacniacza przedstawiono na rys. 10.2. W ogólnym przypadku napięcie wyjściowe tego wzmacniacza można opisać zależnością (10.7), gdy $R_G = \infty$:



Rys. 10.2. Wzmacniacz przyrządowy z dwoma nieodwracającymi wzmacniaczami operacyjnymi

$$u_o = \left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)u_2 - \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3}u_1 \qquad (10.7)$$

W celu uzyskania „czystej" różnicy napięć wejściowych należy spełnić warunek równości stosunków rezystancji odpowiednich rezystorów, co prowadzi w idealnej sytuacji do następującego wyrażenia:

$$u_o = \left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)(u_2 - u_1) \qquad (10.8)$$

gdy:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \qquad (10.9)$$

Wspólne napięcie wejściowe U_s jest w całości przenoszone przez każdy z obu składowych wzmacniaczy nieodwracających. Ale ponieważ jest ono identyczne dla obu wzmacniaczy, to zgodnie z wyrażeniem (10.8), w idealnej sytuacji następuje całkowita eliminacja jego wpływu. W układzie rzeczywistym, gdy rezystory obarczone są pewnymi tolerancjami, układ jako całość przenosi pewną część sygnału wspólnego. Korzystając z zależności (10.7) można wykazać, że:

$$CMRR'_u \approx \frac{1}{2}\frac{1+2\frac{R_4}{R_3}+\frac{R_2}{R_1}\frac{R_4}{R_3}}{1-\frac{R_2}{R_1}\frac{R_4}{R_3}} \qquad (10.10)$$

Maksymalne tłumienie napięcia wspólnego uzyskuje się za pomocą odpowiedniej nastawy potencjometru R_4, który służy do korekcji stosunku odpowiednich rezystancji. W porównaniu ze wzmacniaczem przedstawionym na rys. 10.1 układ ten posiada wiele zalet. Rezystancje wejściowe są bardzo duże i praktycznie sobie równe. Poprzez dołączenie rezystora R_G można w prosty sposób ustalać wzmocnienie układu (zależność 10.11) w szerokim zakresie

$$u_o = \left(1+\frac{R_1}{R_2}+2\frac{R_1}{R_G}\right)(u_2 - u_1) \qquad (10.11)$$

Stosowne dobranie wzmacniaczy zapewnia też bardzo małe dryfty. Wartość współczynnika CMRR zależy od stosunku (10.9), ale nie zależy od rezystora R_G! Wadą tego układu jest ograniczenie zakresu dopuszczalnych napięć wspólnych ze względu na wzmacnianie przez wzmacniacz W1 całego napięcia wspólnego.

3. Wzmacniacz różnicowy z trzema wzmacniaczami operacyjnymi

Podstawowy układ wzmacniacza przyrządowego z trzema W.O. przedstawiono na rys. 10.3. Schemat ten jest wykorzystywany zarówno we wzmacniaczach dyskretnych, jak i w hybrydowych oraz monolitycznych. Składa się on z dwóch stopni: wejściowego i wyjściowego. Stopień wejściowy tworzą dwa wzmacniacze W1 i W2, które powinny posiadać identyczne wartości napięć niezrównoważenia i ich dryftów. Stopień wyjściowy jest zrealizowany jako klasyczny wzmacniacz różnicowy, opisany w punkcie 1. Tym samym możemy tu skorzystać z zależności (10.1) wyprowadzonej dla podstawowego układu wzmacniacza różnicowego. W miejsce napięcia różnicowego u_r w tym wzorze należy podstawić różnice napięć $(u_1' - u_2')$ danych wzorami (10.12a,b):

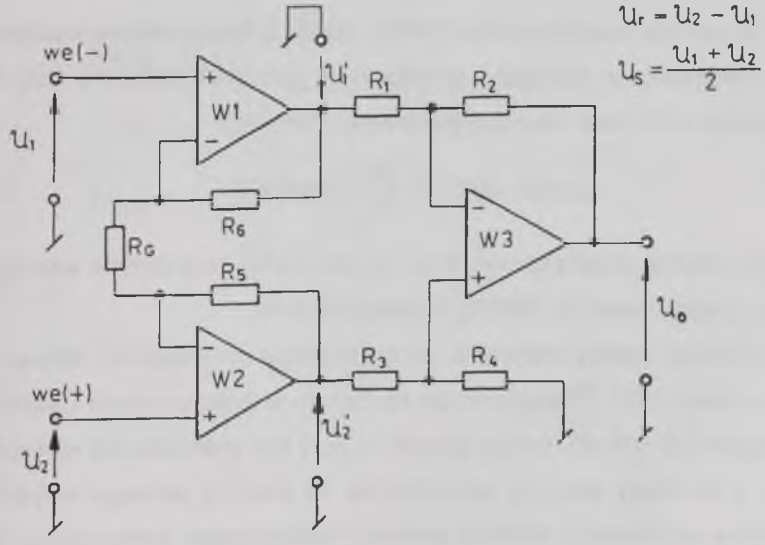
$$u_1' = \left(1 + \frac{R_6}{R_G}\right) u_1 - \frac{R_6}{R_G} u_2 \qquad (10.12a)$$

$$u_2' = \left(1 + \frac{R_5}{R_G}\right) u_2 - \frac{R_5}{R_G} u_1 \qquad (10.12b)$$

Uzyskany w rezultacie skomplikowany wzór ulega znacznemu uproszczeniu po uwzględnieniu stosowanych w praktyce dodatkowych założeń:

$$R_5 = R_6$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$



Rys. 10.3. Wzmacniacz przyrządowy z trzema wzmacniaczami operacyjnymi

Otrzymujemy

$$u_o = \left(1 + \frac{2R_5}{R_G}\right)\frac{R_2}{R_1}(u_2 - u_1) \tag{10.13}$$

W celu określenia skuteczności tłumienia sygnału wspólnego przeprowadzimy następujące rozumowanie: w przypadku gdy na obydwu wejściach układu występuje tylko napięcie wspólne ($u_1 = u_2 = u_s$), zgodnie ze wzorami (10.12a i b) otrzymujemy następującą sytuację:

$$u_1' = u_s,\ u_2' = u_s$$

Wniosek z tej sytuacji jest następujący: wspólne napięcie wejściowe U_s jest przenoszone ze wzmocnieniem „+1" przez stopień wejściowy. Tym samym tłumienie napięcia wspólnego odbywa się tylko w stopniu wyjściowym, zgodnie z rozważaniami przeprowadzonymi w punkcie 1. Aby określić współczynnik tłumienia sygnału wspólnego, możemy wykorzystać wzory (10.1) i (10.12a i b).

$$\frac{1}{CMRR_u} = \frac{1}{1 + \frac{R_5}{R_G} + \frac{R_6}{R_G}}\left[\left|\frac{K_s}{K_r}\right| + \left|2\frac{1 - \frac{R_2}{R_1}\frac{R_3}{R_4}}{1 + 2\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_1}\frac{R_3}{R_4}}\right|\right] \tag{10.14}$$

W otrzymanym wzorze (10.14) człon pierwszy jest, oczywiście, współczynnikiem $CMRR_w$ wzmacniacza operacyjnego W3, natomiast człon drugi jest współczynnikiem $CMRR_u'$ rezystorów sprzężenia zwrotnego. Porównanie ze wzorem (10.4) prowadzi do wniosku, że wartość współczynnika $CMRR_u$ układu z trzema wzmacniaczami operacyjnymi w porównaniu z układami o jednym W.O. jest zwiększona tyle razy, ile wynosi wzmocnienie różnicowe stopnia wejściowego (W1 i W2):

$$CMRR_u(3) = \left(1 + \frac{2R_5}{R_G}\right)CMRR_u(1) \tag{10.15}$$

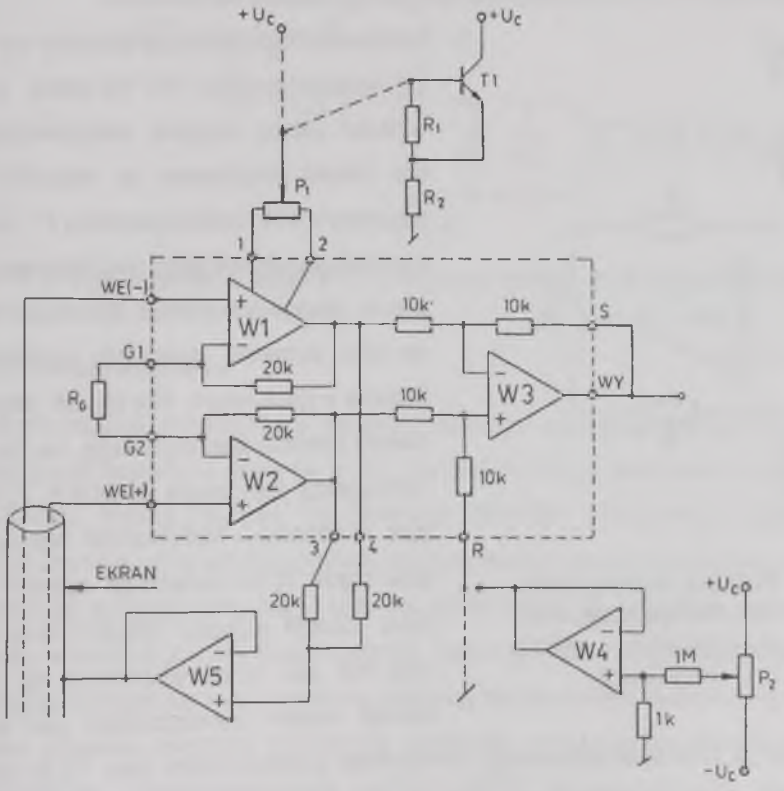
Jest to bardzo istotne spostrzeżenie, gdyż oznacza ono złagodzenie warunków na tolerancje rezystancji i wartość $CMRR_w$ drugiego stopnia.

W podsumowaniu należy stwierdzić, że wzmacniacz przyrządowy, którego budowę oparto na trzech W.O., charakteryzuje się dużym współczynnikiem $CMRR_u$, zwykle nie mniejszym od 100 dB, bardzo dużymi, a przy tym jednakowymi rezystancjami wejściowymi i łatwością regulacji wzmocnienia za pomocą jednego rezystora R_G. Układ umożliwia uzyskiwanie stabilnej wartości napięciowego wzmocnienia różnicowego, zawartej w niezwykle szerokich granicach od 0,1 do 10^4 [V/V].

10.2.2. Realizacja praktyczna układu wzmacniacza przyrządowego

Wykorzystanie praktyczne właściwości układu wzmacniacza przyrządowego przedstawionego na rys. 10.3 wymaga sporej dozy doświadczenia, a wiele, wydawałoby się, nieistotnych szczegółów technicznych może całkowicie zniweczyć potencjalnie dobre parametry układu. Układ przedstawiony na rys. 10.4 posłuży nam do omówienia niektórych istotnych problemów. Układ umieszczony wewnątrz prostokąta oznaczonego przerywanymi liniami może być układem zbudowanym z oddzielnych W.O. i dyskretnych rezystorów lub być wyspecjalizowanym wzmacniaczem przyrządowym.

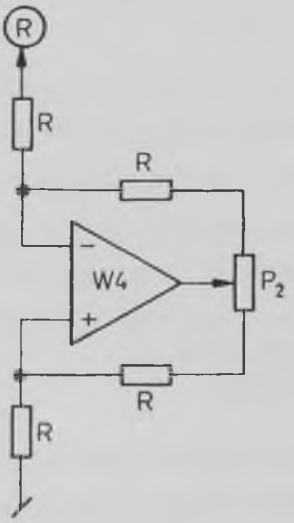
1. Połączenie układu wzmacniacza ze źródłem sygnału wzmacnianego jest bardzo istotnym problemem. Pomiędzy każdym z obu przewodów sygnałowych oraz otoczeniem istnieją pasożytnicze pojemności i upływności. Wszelkie niesymetrie tych pasożytniczych stałych czasowych powodują powstawanie dodatkowej,



Rys. 10.4. Schemat praktyczny wzmacniacza przyrządowego

błędnej różnicy napięcia wejściowego wzmacniacza, powodując znaczne pogorszenie tłumienia sygnału wspólnego w układzie. Problem ten występuje bardzo ostro w przypadku ekranowania przewodów, które jest niezbędne ze względu na zakłócenia pochodzące od pól elektromagnetycznych lub upływności. W tym celu należy unikać uziemienia ekranu, lecz trzeba go umieścić na potencjale sygnału wspólnego u_s. Jeden ze sposobów realizacji tego problemu przedstawiono na rys. 10.4, gdzie wtórnik napięciowy W5 utrzymuje ekran na potencjale równym średniej wartości napięć wejściowych, a więc u_s.

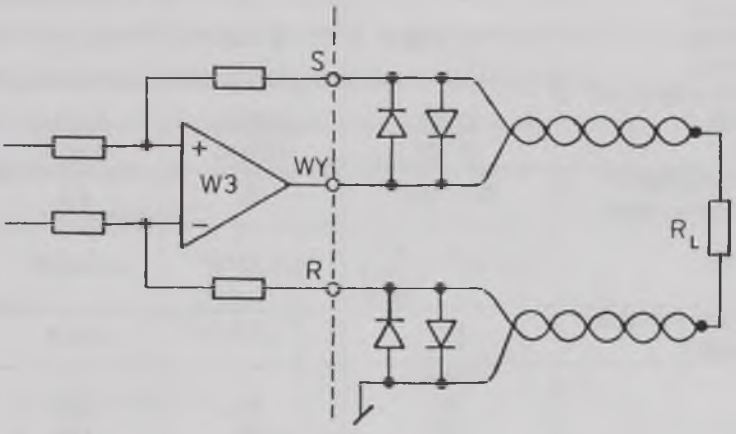
2. Wejściowe napięcie niezrównoważenia jest także istotnym źródłem błędów. Dlatego obydwa wzmacniacze W1 i W2 stopnia wejściowego powinny być wyposażone w układy zerowania wejściowego napięcia niezrównoważenia. W najprostszym wypadku może to być potencjometr P_1 (rys. 10.4) z suwakiem połączonym z napięciem zasilania. Wadą tego rozwiązania jest dryft temperaturowy wynikający z termicznych właściwości potencjometru. Układ zbudowany na tranzystorze T_1 i rezystorach R_1, R_2 umożliwia kompensację wpływu temperatury.



Rys. 10.5. Aktywny potencjometr umożliwiający uzyskanie dodatnich i ujemnych rezystancji

3. Końcówkę R zwykle przyłącza się do masy. Ale wzmacniacz W3 też może wprowadzać swoje napięcie niezrównoważenia. Układ zbudowany na wtórniku napięciowym W4 i potencjometrze P_2 ma za zadanie zerowanie tego wyjściowego napięcia niezrównoważenia. Niezwykle istotna jest symetria pomiędzy rezystorami stopnia wyjściowego. Aby jej nie zepsuć, należy zwrócić baczną uwagę na to, aby rezystancja połączenia wejścia R z masą była minimalna. Rezystancja tego przejścia rzędu 0,1 Ω powoduje spadek wartości CMRR poniżej 100 dB! Rolą wtórnika W4 jest zminimalizowanie tej rezystancji. Innym rozwiązaniem jest podłączenie do tej końcówki aktywnego bipolarnego potencjometru (rys. 10.5) umożliwiającego uzyskanie CMRR rzędu 130 dB.

4. Czasem pojawia się problem, gdy do obciążenia płyną duże prądy ze wzmacniacza (rzędu 50 mA) lub gdy obciążenie znajduje się w dużej odległości od wzmacniacza. Spadki napięć na rezystancjach przewodów lub ścieżek drukowanych wnoszą wtedy istotne błędy. Wówczas wykorzystuje się końcówki S (SENSE) i R (REFERENCE) w sposób przedstawiony na rys. 10.6. Przewody tworzą dwie pary skręcone razem. Spadki napięć na przewodach zostają umieszczone wewnątrz pętli sprzężenia zwrotnego, co eliminuje ich wpływ. Różnica rezystancji obu torów R i S nie zmniejsza CMRR, ale może zmienić wyjściowe napięcie niezrównoważenia. Diody ograniczają napięcie wyjściowe w sytuacji rozwarcia któregoś z przewodów.



Rys. 10.6. Wykorzystanie wyjść R i S w sytuacji daleko umieszczonego obciążenia

10.2.3. Uwagi końcowe

Wzmacniacze przyrządowe stanowią obecnie wyspecjalizowaną grupę wzmacniaczy produkowanych seryjnie przez przodujące firmy elektroniczne, takie jak np. Burr-Brown, Analog Devices czy Precision Monolitic. Wzmacniacz może mieć konstrukcję monolityczną lub hybrydową, w której wzmacniacze operacyjne wykonywane są techniką monolityczną, natomiast wszystkie rezystory sprzężeń zwrotnych wykonane są w technologii cienkowarstwowej. Tego typu technologia zapewnia doskonałą stabilność temperaturową i czasową precyzyjnie dobranych wartości rezystancji. Laserowe strojenie wartości rezystancji zapewnia bardzo dużą dokładność wartości wzmocnienia; znacznie większą wartość CMRR niż w przypadku stosowania ze-

wnętrznych rezystorów dyskretnych. Bardzo często rezystory R_G służące do nastawiania wzmocnienia zawarte są już w układzie, a do użytkownika należy tylko podłączenie odpowiednich końcówek w celu wyboru wzmocnienia prądowego. Ostatnio pojawiły się wzmacniacze przyrządowe wyposażone w gotowe układy cyfrowego sterowania zmian wzmocnienia różnicowego całego układu. W tablicy 10.2 przedstawiono przykładowe parametry firmowych wzmacniaczy przyrządowych.

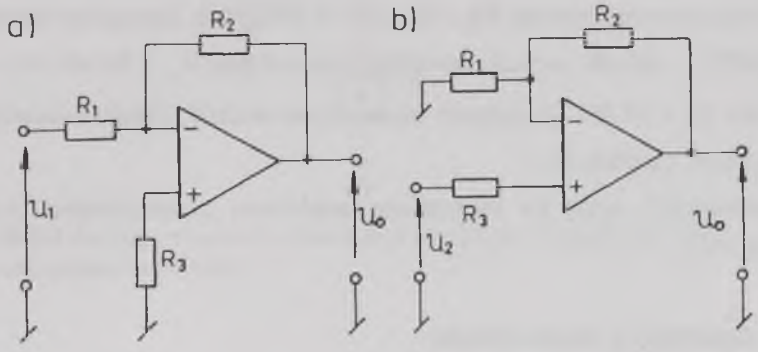
Tablica 10.2

Parametry wybranych wzmacniaczy przyrządowych

Typ	INA	AD 624 C	AMP-01 E	Jednostki
Wzmocnienie	1 - 1000	1 - 1000	1 - 1000	V/V
Współczynnik temperaturowy wzmocnienia	10 - 100	5 - 15	5 - 10	10^{-4} %/deg
Impedancja wejściowa - różnicowa - wspólna	 $10^{10}\|\|3$ $10^{10}\|\|3$	 $10^{9}\|\|10$ $10^{9}\|\|10$	 10^{10} $2\cdot10^{10}$	 Ω || pF Ω || pF
Prędkość narastania napięcia wyjściowego	0,2 ÷ 0,4	5	4,5	V/μs
Nieliniowość	$\pm\left(2\cdot10^{3}+\frac{K}{10^{5}}\right)$	$\pm(1\div5)10^{-3}$	$\pm(1\div5)10^{-3}$	%
Zakres zmian napięcia wejściowego	±12	±10	±13,5	V
CMRR K = 1 K = 10 K = 100 K = 1000	typowy 90 106 110 110	 80 90 110 130	 100 120 130 130	 dB
Wejściowe napięcie niezrównoważenia	$\pm\left(25+\frac{200}{K}\right)$	±25	±(20÷50)	μV
Temperaturowy współczynnik zmian napięcia niezrównoważenia	$\pm\left(2+\frac{20}{K}\right)$	±0,25	±(0,15 ÷ 0,30)	μV/°C
Pasmo częstotliwości K = 1 K = 1000	 300 2,5	 1000 25	 570 26	 kHz kHz
Firma	Burr-Brown	Analog-Devices	PMI	

10.3. Tematy sprawdzające

1. Zdefiniować i omówić podstawowe parametry wzmacniacza przyrządowego, takie jak: wzmocnienie różnicowe i sumacyjne, współczynnik tłumienia sygnału wspólnego, rezystancje wejściowe różnicową i wspólne, rezystancję wyjściową, prądy i napięcia niezrównoważenia, temperaturowe dryfty prądów i napięć niezrównoważenia.
2. Zdefiniować błąd nieliniowości charakterystyki $U_O = f(U_I)$ wzmacniacza przyrządowego.
3. Wyprowadzić wzór (10.1) umożliwiający obliczenie napięcia wyjściowego wzmacniacza różnicowego z rys. 10.1.
4. Podać definicję współczynnika tłumienia sygnału wspólnego oraz definicję jego miary logarytmicznej. Omówić znaczenie tego współczynnika.
5. Porównać zdolności tłumienia sygnału wspólnego przez wzmacniacze odwracający i nieodwracający (rys. 10.7). Jak definiuje się w tym przypadku napięcie wspólne u_s i różnicowe u_r?



Rys. 10.7. Wzmacniacz odwracający (a) i nieodwracający (b)

6. Wyprowadzić wzór (10.4) na współczynnik $CMRR_u$ podstawowego wzmacniacza różnicowego (rys. 10.1).
7. Wyprowadzić wzór na rezystancje wejściowe (różnicową i sumacyjne) podstawowego wzmacniacza różnicowego z rys. 10.1.
8. Dla omówionego w punkcie 10.2.1 wzmacniacza różnicowego z dwoma wzmacniaczami operacyjnymi podano wzór (10.7) wyprowadzony przy założeniu, że

obydwa W.O. są idealne. Proszę skorygować ten wzór przy nowych założeniach: wzmocnienia różnicowe K_1 i K_2 obu wzmacniaczy mają skończoną wartość ($K_1 < \infty$, $K_2 < \infty$), oraz wzmocnienia sumacyjne są różne od zera ($K_{s1} \neq 0$, $K_{s2} \neq 0$). Przedstawić ten wzór w następującej postaci:

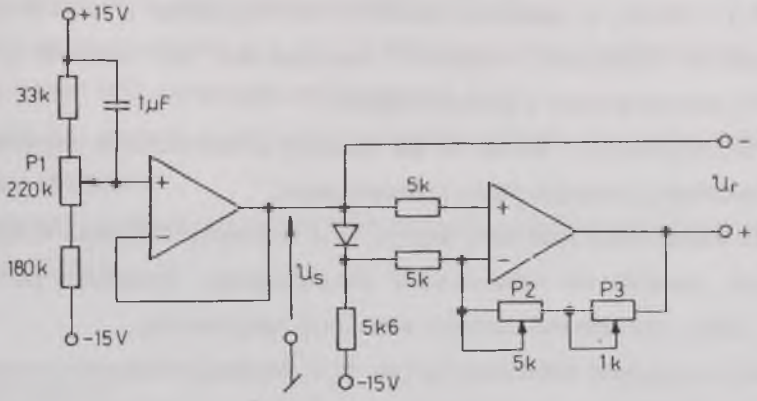
$$u_o = A(u_2 - u_1) + B\frac{u_1 + u_2}{2}$$

9. Wyprowadzić wzór umożliwiający obliczenie napięcia wyjściowego wzmacniacza z rys. 10.3 bez założeń upraszczających i przedstawić go w postaci analogicznej do wzoru (10.1).
10. Porównać zależności tłumienia sygnałów wspólnych wzmacniaczy przedstawionych na rys. 10.1, 10.2, 10.3.
11. Korzystając z wyników zadania 9 wyprowadzić wzór (10.14) na współczynnik $CMRR_u$ wzmacniacza przyrządowego z rys. 10.3.
12. Zaproponować nową wersję wzmacniacza różnicowego zbudowanego na podstawie dwu W.O., inną niż przedstawiona na rys. 10.2 i obliczyć dla niej współczynnik $CMRR_u$. (Proszę np. wykorzystać wzmacniacze odwracające).
13. Dla wzmacniacza z rys. 10.3 obliczyć współczynnik $CMRR'_u$ i $CMRR_u$ dla tolerancji stosunków rezystancji: 5%, 1%, 0,5%, 0,01% i 0%. Dane: trzy identyczne W.O. o $CMRR_w = 80$ dB, wzmocnienie różnicowe układu $K'_u = 50$ V/V, $R_1 = R_3 = R_4 = 10$ kΩ, $R_5 = 25$ kΩ. Wyciągnąć odpowiednie wnioski. Wyniki zestawić w tablicy i porównać z tablicą 10.1.
14. Wyprowadzić wzór na rezystancję wejściową potencjometru „biopolarnego" z rys. 10.5.

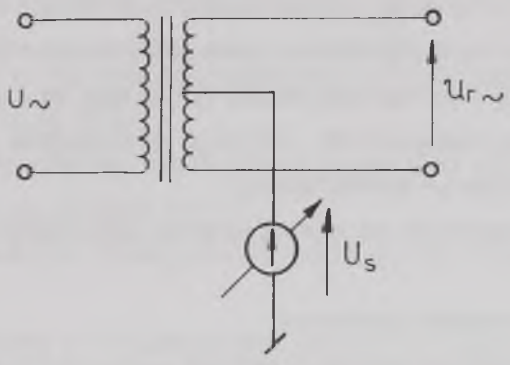
10.4. Aparatura pomocnicza

Na stanowisku znajduje się model zawierający wzmacniacze operacyjne i odpowiednie rezystory. Poprzez dokonanie odpowiednich połączeń można otrzymać dowolny z omówionych układów wzmacniaczy pomiarowych. Model wyposażono również w układ umożliwiający otrzymanie nastawnego napięcia wspólnego w zakresie –3 +13 [V] (potencjometr P1). Na napięcie to nałożono napięcie różnicowe, regulowane w zakresie 0÷500 mV (potencjometry P2 i P3). Układ przedstawiono na rys. 10.8.

Model wyposażono ponadto w układ umożliwiający podawanie zmiennego napięcia różnicowego, nakładanego na stałe napięcie wspólne (rys. 10.9).



Rys. 10.8. Układ wytwarzający napięcie wspólne u_s i różnicowe u_r



Rys. 10.9. Układ do otrzymywania zmiennego napięcia różnicowego wraz ze stałym napięciem wspólnym

10.5. Program ćwiczenia

1. Zestawić wzmacniacz różnicowy wg rys. 10.1 dobierając rezystory w sprzężeniu zwrotnym zgodnie ze wskazówkami prowadzącego:
   a) Zdjąć charakterystykę $u_o = f(u_r)$ dla u_s = const. Pomiary powtórzyć dla kilku wartości napięć wspólnych (np.: U_s = 0 V, 5 V, 10 V).
   b) Zdjąć charakterystykę $u_o = f(u_s)$ dla u_r = 0 V.

Uwaga

Pomiary należy przeprowadzić dla idealnie dobranych stosunków rezystancjach $(R_2/R_1) = (R_4/R_3)$, a następnie powtórzyć dla rezystorów o rezystancjach dobranych z tolerancjami dodatnimi i ujemnymi tak, aby stosunek $(R_2/R_1) = (R_4/R_3)$ zachowany był z pewnym błędem.

c) Powtórzyć pomiary z punktu a) dla napięcia u_r sinusoidalnie zmiennego, dla częstotliwości podanych przez prowadzącego.

2. Zestawić wzmacniacz różnicowy wg rys. 10.2, dobierając rezystory w sprzężeniu zwrotnym, zgodnie ze wskazówkami prowadzącego. Powtórzyć pomiary wg punktu 1a,b,c, dla czterech wartości rezystancji rezystora R_G.
3. Zestawić wzmacniacz różnicowy wg rys. 10.3, dobierając rezystory w sprzężeniu zwrotnym zgodnie ze wskazówkami prowadzącego. Powtórzyć pomiary wg punktu 1a,b,c, dla czterech wartości rezystora R_G.
4. Zmontować optymalną wersję wzmacniacza przyrządowego wg rys. 10.3 i zbadać wpływ umieszczenia obciążenia w dużej odległości od wzmacniacza – tradycyjnie, a następnie wykorzystując zaciski R i S zgodnie z rys. 10.9. Pomiary przeprowadzić dla maksymalnego, liniowego wysterowania wzmacniacza (tak aby sygnał nie był jeszcze zniekształcony).
5. Zbadać wpływ ekranowania na wartość współczynnika CMRR. Pomiary przeprowadzić dla:
   - długich, nieekranowych przewodów;
   - długich ekranowych przewodów z ekranem podłączonym do masy, a następnie do potencjału napięcia wspólnego u_s, wg rys. 10.4.

10.6. Tematy do opracowania

1. Na wspólnym wykresie narysować charakterystyki zdjęte w p. 1a. Z wykresu określić wzmocnienie. Obliczyć jego wartość teoretyczną i porównać wyniki.
2. Na wspólnym wykresie narysować charakterystyki zdjęte w p. 1b. Obliczyć w każdym przypadku współczynniki CMRR. Porównać wyniki i wyciągnąć wnioski.
3. Na wspólnym wykresie narysować charakterystyki zdjęte w p. 1c. Z wykresu określić wzmocnienie. Obliczyć jego wartości teoretycznie i porównać wyniki.

4. Badania przeprowadzone w p. 10.5.2 dla wzmacniacza pomiarowego zbudowanego z dwóch W.O. opracować wg punktów 1, 2 i 3.
5. Badania przeprowadzone w p. 10.5.3 dla wzmacniacza pomiarowego zbudowanego z trzech W.O. opracować wg punktów 1, 2 i 3.
6. Przedstawić i omówić wyniki wykorzystania końcówek R i S dla daleko umieszczonego obciążenia.
7. Przedstawić i omówić wyniki badania wpływu ekranowania na wartość współczynnika CMRR.

10.7. Literatura

1. Nadachowski M., Kulka Z.: Analogowe układy scalone. WKŁ, Warszawa 1979, rozdz. 3 i 4.
2. Golde W., Śliwa L.: Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowania. WNT, Warszawa 1982, cz. 1, rozdz. 3 i 5.
3. Kulka Z., Nadachowski M.: Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowania. WNT, Warszawa 1982, cz. 2, rozdz. 2, 3 i 4.
4. Tietze U., Schenk Ch.: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1987, rozdz. 7, 12 i 25.
5. Sońta S., Kotlewski H.: Układy scalone liniowe i ich zastosowanie. WNT, Warszawa 1977, rozdz. 2.

Ć w i c z e n i e 11

NIELINIOWE UKŁADY ANALOGOWE. Część 1.

Układy logarytmiczne i wykładnicze

11.1. Cel ćwiczenia

„Nieliniowe układy analogowe" stanowią blok dwóch ćwiczeń umożliwiający studentom praktyczne zapoznanie się z szeroką grupą układów elektronicznych wykorzystywanych do realizacji nieliniowych operacji funkcyjnych na sygnałach elektrycznych. Niezwykle wielka różnorodność tej grupy układów pozwala tylko na zwrócenie uwagi na układy znajdujące najszersze zastosowanie. W związku z tym zdecydowano się na przedstawienie układów logarytmujących i wykładniczych w ramach ćwiczenia 11 oraz komparatorów i ograniczników napięć w ramach ćwiczenia 12. Dodatkowo studenci będą mieli możliwość zapoznania się z przykładem układu realizującego skomplikowaną funkcję na przykładzie przetwornika wartości skutecznej.

11.2. Wprowadzenie

Nieliniowe przetworniki funkcyjne (inaczej: generatory funkcji nieliniowych, nieliniowe układy operacyjne) są układami przeznaczonymi do generowania nieliniowych funkcji jednej lub wielu zmiennych, za pomocą których sygnały wejściowe (prądowe lub napięciowe) są przetwarzane na określone sygnały wyjściowe (też prądowe lub napięciowe). Układy te stanowią części składowe złożonych urządzeń elektronicznych o niezwykle szerokim polu zastosowań. Istniejąca w związku z tym ogromna

różnorodność tej grupy układów elektronicznych utrudnia ich systematykę. Biorąc za punkt wyjścia rodzaj realizowanej operacji matematycznej, wyróżniamy:

- **Podstawowe przetworniki funkcyjne** – są to układy realizujące elementarne nieliniowe operacje matematyczne, takie jak: mnożenie, dzielenie, potęgowanie, logarytmowanie oraz układy realizujące funkcje trygonometryczne, hiperboliczne i odwrotne względem nich.
- **Przetworniki wielofunkcyjne** – czyli układy realizujące jednocześnie kilka podstawowych nieliniowych operacji matematycznych. Układy takie można by zastąpić za pomocą odpowiednio połączonych kilku podstawowych przetworników funkcyjnych.
- **Przetworniki kombinowane** - takie układy przetworników, które realizują jednocześnie kilka elementarnych operacji nieliniowych w połączeniu z operacjami liniowymi, takimi jak np. dodawanie, odejmowanie czy też mnożenie przez stałą.

Układy przetworników funkcyjnych wykonywane są w postaci gotowych układów scalonych, wśród których można wyróżnić układy uniwersalne – umożliwiające realizację kilku różnych operacji nieliniowych, oraz specjalizowane – przeznaczone do realizacji jednej operacji nieliniowej.

11.2.1. Metody generacji funkcji nieliniowych

Praktycznie każdą z funkcji nieliniowych można zrealizować kilkoma metodami. Właściwości przetworników funkcyjnych będą się więc od siebie różnić wieloma cechami, a wybór konkretnej metody jest uzależniony od rodzaju funkcji nieliniowej, od szybkości i niezawodności działania układu realizującego tę funkcję, jego właściwości dynamicznych, błędów obarczających wynik przetwarzania, i od kosztów realizacji, a więc w efekcie od ceny układu. Istnieją praktycznie trzy podstawowe metody realizacji potrzebnych funkcji nieliniowych:

- **Metoda bezpośrednia** – polegająca na generacji poszukiwanej funkcji poprzez bezpośrednie wykorzystanie fizycznych właściwości (charakterystyk) nieliniowych elementów elektronicznych.
- **Metoda pośrednia** – wykorzystująca możliwość przedstawienia poszukiwanej funkcji w postaci kombinacji funkcji możliwych do uzyskania w inny sposób, np.: metodą bezpośrednią, a następnie realizacji odpowiedniego układu.

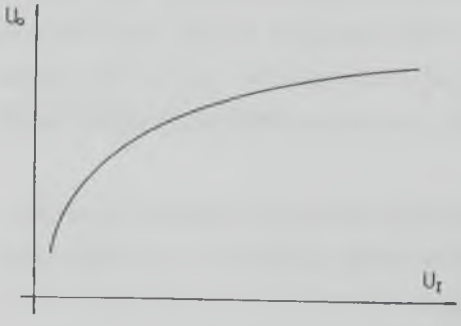
- **Metoda aproksymacyjna** – korzystająca z możliwości interpolacji poszukiwanej funkcji za pomocą prostszych funkcji, np.: wielomianów potęgowych lub funkcji złożonych z przedziałów prostoliniowych.

Porównując przedstawione metody realizacji funkcji nieliniowych, można dostrzec następujące prawidłowości:

- Metoda bezpośrednia prowadzi do konstruowania najprostszych układów, które w związku z tym charakteryzują się najlepszymi właściwościami, takimi jak szybkość działania czy tez dokładność przetwarzania.
- Metoda aproksymacyjna jest z założenia przybliżeniem pożądanej funkcji, a więc w przypadku gdy decydujemy się na możliwie prosty układ, prowadzi to do dużych błędów przetwarzania, natomiast w przypadku minimalizacji tych błędów uzyskujemy układy bardzo skomplikowane.
- Metoda pośrednia stwarza najlepsze możliwości generacji różnorodnych funkcji, umożliwiając rozsądny wybór pomiędzy komplikacją układową a pożądanymi właściwościami przetwornika. W efekcie zdecydowana większość aktualnie produkowanych przetworników funkcji nieliniowych jest realizowana w oparciu o tę metodę.

11.2.2. Układy przetworników logarytmujących

Układy przetworników logarytmujących są dobrym przykładem podstawowych przetworników funkcyjnych realizowanych metodą bezpośrednią. Zgodnie z nazwą napięcie wyjściowe przetwornika powinno być proporcjonalne do logarytmu napięcia wejściowego, co ilustruje rys.11.1 Podstawową właściwością takiego układu jest spadek wartości wzmocnienia k_U ze wzrostem sygnału wejściowego, a więc kompresja tego sygnału. Funkcję logarytmiczną można uzyskać metodą bezpośrednią, umieszczając element o charakterystyce wykładniczej w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego. Charakterystykę taką posiada złącze p-n:



Rys. 11.1. Charakterystyka o przebiegu logarytmicznym

$$I = I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{U_D}{\varphi_T}\right) - 1 \right] \tag{11.1}$$

gdzie: I_S – prąd nasycenia złącza;

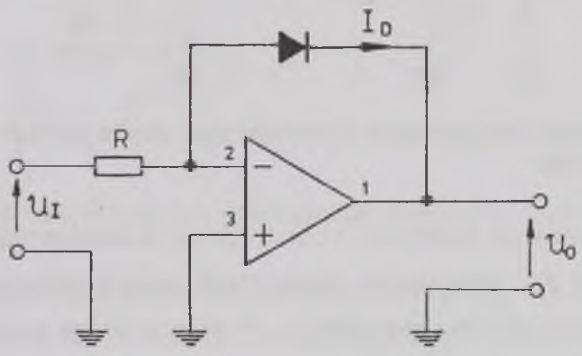
U_D – napięcie polaryzujące złącze;

φ_T – potencjał elektrokinetyczny.

Odpowiednio przekształcając zależność (11.1), uzyskamy wyrażenie:

$$U_D = \varphi_T \cdot \left[\ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right) - 1 \right] \tag{11.2}$$

z którego wynika, że prąd płynący przez złącze zależy w sposób logarytmiczny od napięcia U_D polaryzującego to złącze. Realizację praktyczną takiego układu przedstawiono na rys.11.2, gdzie diodę wpięto w pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego



Rys. 11.2. Diodowy przetwornik logarytmujący

wzmacniacza operacyjnego. Ponieważ katoda diody znajduje się na potencjale pozornej masy układu, to jego prąd wejściowy dany zależnością (11.3) jest równy prądowi I_D płynącemu przez diodę.

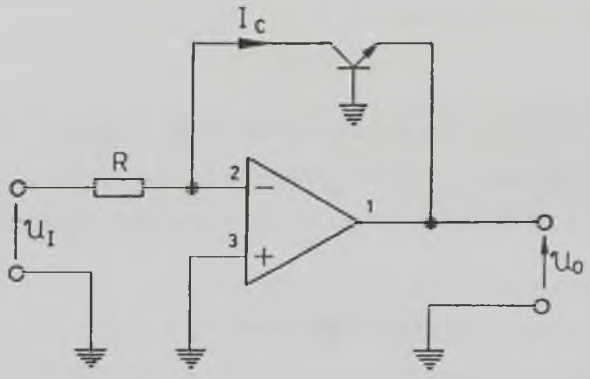
$$I_D = I_I = \frac{U_I}{R} \tag{11.3}$$

Tym samym napięcie wyjściowe jest równe spadkowi napięcia na diodzie: $U_0 = - U_D$, a więc w efekcie można napisać:

$$U_0 = -\varphi_T \cdot \left[\ln\left(\frac{U_I}{R \cdot I_S}\right) - 1 \right] \approx -\frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{U_I}{R \cdot I_S}\right) \tag{11.4}$$

Analiza zależności (11.4) umożliwia stwierdzenie, że do wad rozpatrywanego układu należą: silna zależność od temperatury otoczenia oraz obecność w rzeczywistej dio-

dzie obok prądu nasycenia I_S prądów generacyjnego i rekombinacyjnego. Przy małych wartościach prądu złącza składniki te są źródłem dodatkowych błędów przetwarzania. Pewną poprawę właściwości takiego układu można uzyskać wykorzystując złącze baza-emiter tranzystora bipolarnego włączonego w pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego w sposób pokazany na rys.11.3. Wartość prądu kolektora określa



Rys. 11.3. Przewodnik logarytmujący wykorzystujący złącze baza emiter tranzystora bipolarnego

zależność analogiczna do wyrażenia (11.1), z tym że w miejsce napięcia U_D należy podstawić napięcie U_{BE}. Natomiast w miejsce prądu nasycenia diody I_S należy podstawić prąd nasycenia złącza baza-emiter I_{ES}. Przeprowadzona w sposób analogiczny analiza układu z rys.11.3 prowadzi do następującej zależności:

$$U_0 = -U_{BE} = -\frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{U_I}{R \cdot I_{ES}} \tag{11.5}$$

Ponieważ w temperaturze pokojowej potencjał φ_T = 25,7 mV, to można również napisać:

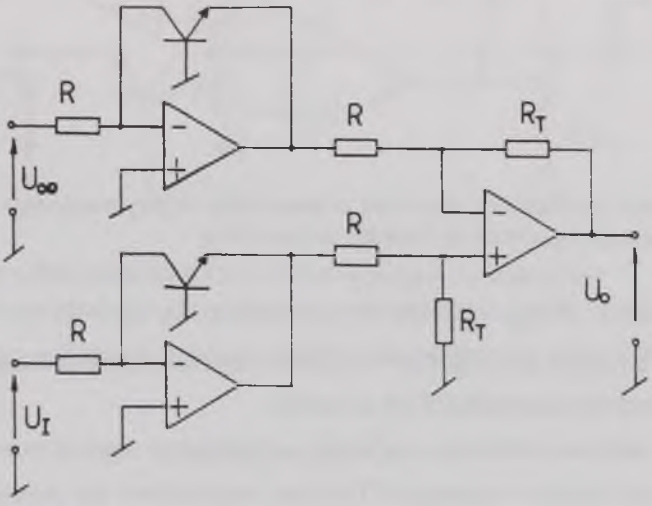
$$U_0 = -0{,}0257 \cdot \ln \frac{U_I}{R \cdot I_{ES}} = -0{,}0592 \cdot \log \frac{U_I}{R \cdot I_{ES}} \tag{11.6}$$

Należy zwrócić uwagę, że układ będzie prawidłowo działał tylko dla dodatnich napięć wejściowych $U_I \geq 0$. Dla zrealizowania układu działającego dla napięć wejściowych ujemnych $U_I \leq 0$ należy zastosować tranzystor typu p-n-p.

Główną wadą przedstawionego układu jest zależność jego charakterystyki przejściowej od temperatury, spowodowana zmianami potencjału φ_T i prądu I_{ES} oraz nieznajomość konkretnej wartości tego prądu. W celu poprawy właściwości układu nale-

ży wyeliminować uzależnienie wyrażenia (11.6) od wartości prądu I_{ES} , co można uzyskać w układzie przedstawionym na rys.11.4. Napięcie na wyjściu tego układu jest równe:

$$U_o = -\varphi_T \cdot \frac{R_T}{R} \cdot \left[\ln\left(\frac{U_I}{R \cdot I_{ES}}\right) - \ln\left(\frac{U_{OD}}{R \cdot I_{ES}}\right) \right] = -\varphi_T \cdot \frac{R_T}{R} \cdot \ln\left(\frac{U_I}{U_{OD}}\right) \qquad (11.7)$$



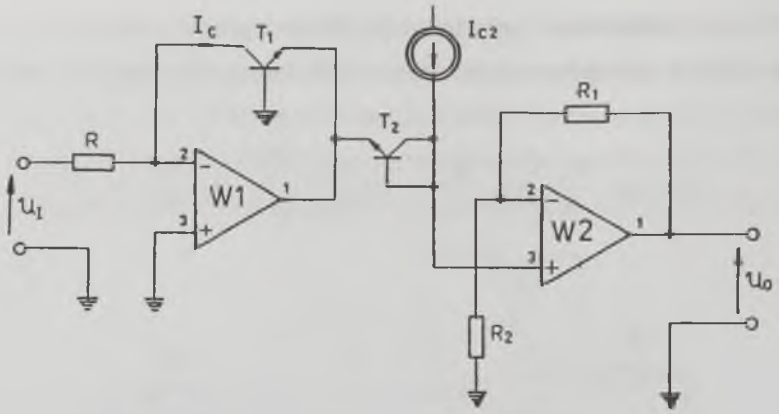
Rys. 11.4. Układ logarytmujący z kompensacją wpływu temperatury i prądu nasycenia I_{ES}

W przypadku zastosowania identycznych tranzystorów ($I_{ES1} = I_{ES2}$) wartość tego napięcia nie zależy tak od wartości prądu nasycenia złącza baza-emiter, jak i od zmian jego wartości. W warunkach normalnych (T_a = 25 °C) temperaturowy współczynnik zmian potencjału dyfuzyjnego wynosi + 0,33 [%/K], tak więc kompensację temperaturową wpływu zmian wartości tego potencjału można uzyskać poprzez zastosowanie w układzie dwóch identycznych termistorów NTC (R_T) o temperaturowym współczynniku zmian rezystancji równym – 0,33 [%/K].

Inny sposób rozwiązania tego problemu zaprezentowano na rys.11.5. W tym układzie eliminacja wpływu prądu nasycenia I_{ES} jest możliwa przy spełnieniu warunku identyczności tranzystorów T_1 i T_2 ($I_{ES1} = I_{ES2}$). Jeżeli prąd kolektora tranzystora T_1 jest proporcjonalny do napięcia wejściowego U_I, a prąd kolektora tranzystora T_2 jest stały (I_{C2} = const), to napięcie wyjściowe całego układu można wyrazić następująco:

$$U_o = -K \cdot \varphi_T \cdot \ln \frac{U_I}{I_{C2} \cdot R} \qquad (11.8)$$

gdzie: K – wzmocnienie wzmacniacza W2.



Rys. 11.5. Inne rozwiązanie układowe przetwornika logarytmującego z kompensacją wpływu temperatury i prądu nasycenia I_{IS}

Przedstawione układy logarytmiczne charakteryzują się małą wartością trzydecybelowej częstotliwości granicznej, nie przekraczającej wartości $f_{3dB} \leq 0{,}3$ MHz. Odbija się to niekorzystnie na szybkości ich działania.

W chwili obecnej produkuje się wiele wzmacniaczy logarytmicznych w postaci monolitycznych układów scalonych. Dobrymi przykładami są układy AD 755 firmy Analog Devices i 4127 firmy Burr-Brown. W obu układach odchylenie od idealnej charakterystyki nie przekracza 1% w całym czterodekadowym zakresie napięcia wejściowego (1 mV – 10 V).

11.2.3. Układy przetworników o charakterystyce wykładniczej

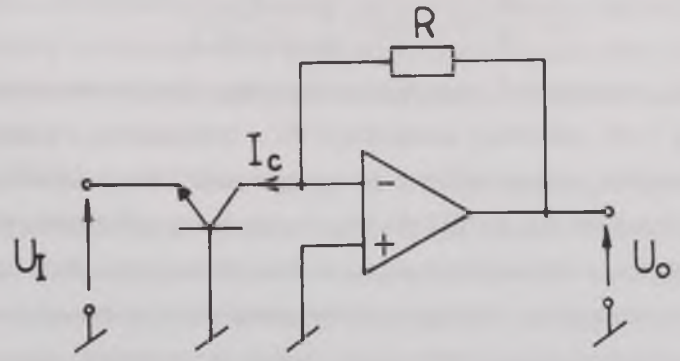
Schemat układu o charakterystyce wykładniczej (alogarytmującego) przedstawiono na rys.11.6. Przetwornik taki zrealizowano wykorzystując wykładniczy charakter prądu kolektora I_C tranzystora, co można przedstawić następująco:

$$I_C = I_{CS} \cdot \exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right) \tag{11.9}$$

gdzie: I_{CS} – prąd nasycenia złącza kolektor-baza.

W układzie tym wzmacniacz operacyjny spełnia role liniowego przetwornika prądu kolektora I_C na napięcie wyjściowe U_0. Ponieważ kolektor tranzystora znajduje się na pozornej masie wzmacniacza, to przez rezystor R płynie prąd I_C, można więc napisać, iż:

$$U_0 = R \cdot I_C = R \cdot I_{CS} \cdot \exp\left(\frac{U_{BE}}{\varphi_T}\right) \tag{11.10}$$

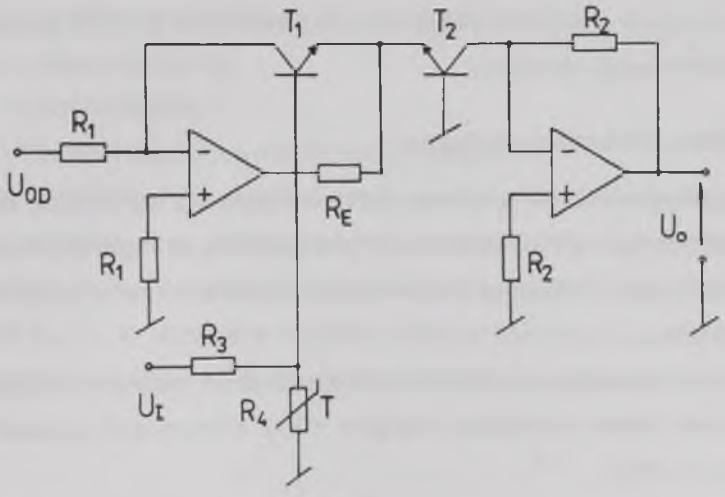


Rys. 11.6. Prosty układ przetwornika o charakterystyce wykładniczej

Równocześnie spełniony jest warunek, iż $U_{BE} = - U_I$. Tak więc ostatecznie otrzymamy:

$$U_0 = R \cdot I_{CS} \cdot \exp\left(-\frac{U_I}{\varphi_T}\right) \tag{11.11}$$

Dla prawidłowej pracy układu napięcie wejściowe musi być ujemne: $U_I \leq 0$.



Rys. 11.7. Układ przetwornika wykładniczego ze skompensowanym wpływem temperatury

Podobnie jak w przypadku układu logarytmującego z rys.11.3 podstawową wadą tego układu jest jego silna zależność od temperatury. Wady tej pozbawiony jest układ

zaprezentowany na rys.11.7, dla którego związek pomiędzy napięciem wyjściowym U_0 a wejściowym U_I wyraża zależność:

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{OD} \cdot \exp\left(-\frac{U_I}{\varphi_T} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \tag{11.12}$$

Wzmacniacz W_2 i tranzystor T_2 stanowią podstawowy układ przetwornika wykładniczego (por. rys.11.6), natomiast wzmacniacz W_1 z tranzystorem T_1 sterują emiter tranzystora T_2 prądem proporcjonalnym do napięcia wejściowego. W efekcie, jak widać to również z zależności (11.12) i (11.11), następuje uniezależnienie się od prądu nasycenia I_{CS} złącza kolektor-baza tranzystora (oczywiście, przy założeniu że tranzystory T_1 i T_2 są identyczne). W celu wyeliminowania dryftu temperaturowego wnoszonego przez potencjał elektrokinetyczny φ_T w miejsce rezystora R_4 należy umieścić odpowiedni termistor. W przypadku gdy spełnione zostaną warunki:

$$U_{OD} = \frac{R_1}{R_2}[V] \quad \text{i} \quad \frac{R_3}{R_4} = 15{,}7$$

zależność (11.12) przyjmie postać:

$$U_0 = \exp(-2{,}3 \cdot U_I) = 10^{-U_I}. \tag{11.13}$$

Układy przetworników wykładniczych są też dostępne w postaci scalonej, z tym że najczęściej produkowane są układy uniwersalne, które można wykorzystywać jako układy logarytmujące albo jako wykładnicze. Wspomniane w p.11.2.2 układy AD 755 i 4127 są właśnie takimi układami.

11.2.4. Diodowe generatory funkcyjne

W wielu sytuacjach zadaną funkcję nieliniową generuje się metodą aproksymacyjną. W praktyce najczęściej stosowanym przypadkiem jest aproksymowanie funkcją odcinkami liniową. Dokładność tego rodzaju interpolacji zależy od ilości zastosowanych odcinków.

Dla uzyskania pożądanej charakterystyki przejściowej można wykorzystać układy progowe, to jest układy realizujące funkcję y = f(x), którą można zapisać w postaci (11.14a) lub (11.14b):

$$y = \max(a \cdot x, b) = \begin{matrix} a \cdot x & \text{jeżeli} & a \cdot x \geq b \\ b & \text{jeżeli} & a \cdot x < b \end{matrix} \tag{11.14a}$$

$$y = \min(a \cdot x, b) = \begin{matrix} a \cdot x & \text{jeżeli} & a \cdot x \leq b \\ b & \text{jeżeli} & a \cdot x > b \end{matrix} \tag{11.14b}$$

gdzie: a – współczynnik nachylenia prostej;

b – próg przełączenia (punkt załamania).

Układy takie, odpowiednio zestawione, umożliwiają dowolne ukształtowanie charakterystyki, której punkty załamania będą ustalane za pomocą wartości progowych b_i, zaś nachylenia poszczególnych jej odcinków przez odpowiedni dobór współczynników nachylenia a_i prostej.

Najprostszym układem progowym jest układ uzyskany z szeregowego połączenia diody półprzewodnikowej, spełniającej rolę klucza i rezystora, który określa nachylenie charakterystyki. W celu uzyskania różnych wartości napięć progowych diody polaryzowane są wstępnie różnymi napięciami (w miejsce diod można stosować klucze tranzystorowe). Charakterystyka diody rzeczywistej powoduje, że układy te nie mają ściśle określonych punktów (progów) przełączania. W obszarach, gdzie się one teoretycznie znajdują, występują zaokrąglenia, tak że poszczególne odcinki prostych aproksymujących płynnie przechodzą na siebie. Przykład takiego układu przedstawiono na rys.11.8.c. Jego charakterystykę prądowo-napięciową można opisać zależnością:

$$I = \frac{1}{R_1} \cdot U + \sum_{k=2}^{n} \max\left[\frac{1}{R_k} \cdot (U - U_k), 0\right] \tag{11.15}$$

gdzie: R_k – rezystory określające nachylenie charakterystyki;

U_k – napięcie progowe;

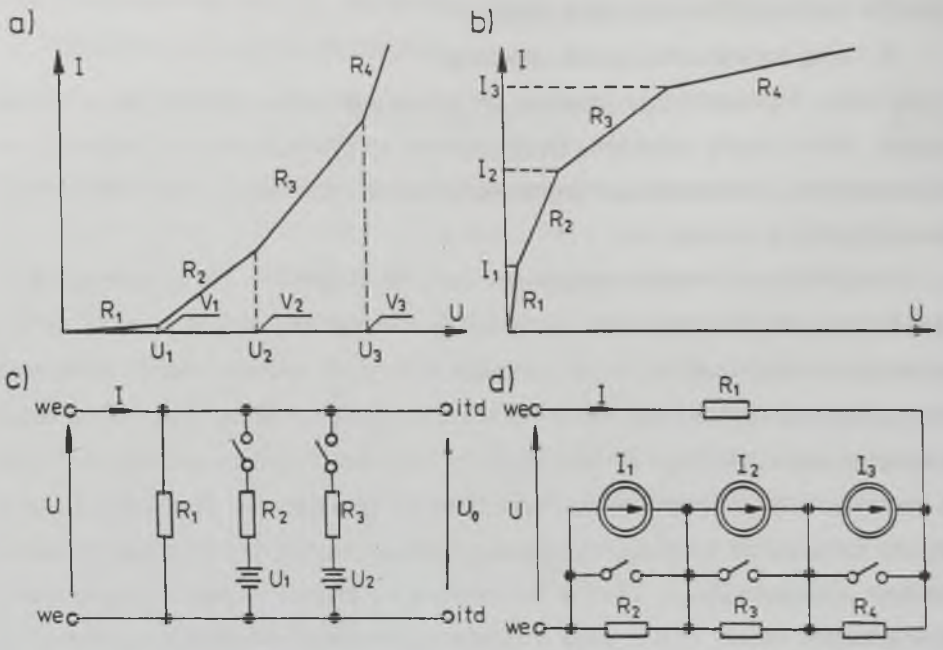
I – prąd wejściowy;

U – spadek napięcia na rozpatrywanym dwójniku.

Uzyskana charakterystyka prądowo-napięciowa ma charakter wykładniczy. Jeżeli natomiast przedstawiony układ zmodyfikować poprzez szeregowe dołączenie do wejścia rezystora R_0 i potraktować jako czwórnik o wyjściu umieszczonym za ostatnią gałęzią R_k, U_k, to uzyskamy charakterystykę przejściową $U_{WY} = f(U_I)$ o charakterze logarytmicznym (rys.11.8.b - w miejsce osi I należy podstawić oś U_{WY}), daną zależnością:

$$U_{WY} = \max\left[\frac{G_0}{\sum_{k=1}^{n}(G_k + G_0)} \cdot (U - U_{k-1}), U_k\right] \tag{11.16}$$

gdy początkowe napięcie progowe $U_0 = 0$.



Rys. 11.8. Układy przetworników o aproksymacji odcinkami linii prostej: a) charakterystyka typu wykładniczego, b) charakterystyka typu logarytmicznego, c) diodowo-rezystancyjny układ realizujący charakterystykę z rys. a), d) diodowo-rezystancyjny układ realizujący charakterystykę z rys. b)

Na rys.11.8.b przedstawiono inny układ dwójnika nieliniowego, który umożliwia uzyskanie charakterystyki o charakterze logarytmicznym, którą można opisać wyrażeniem:

$$U = \max\left[\sum_{k=1}^{n} R_k \cdot (I - I_{k-1}), R_k \cdot I_k\right] \tag{11.17}$$

gdy początkowy prąd progowy $I_0 = 0$.

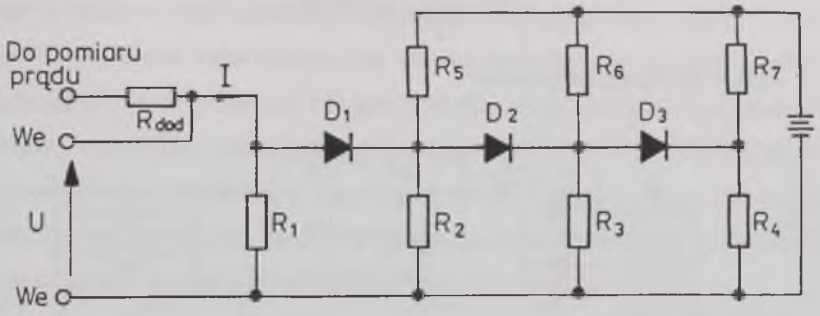
Natomiast na rys.11.9 przedstawiono kolejny układ, tym razem realizujący funkcję potęgowania, zgodnie z zależnością (11.18), aproksymowaną za pomocą czterech odcinków prostej.

$$I = a \cdot U^2 \tag{11.18}$$

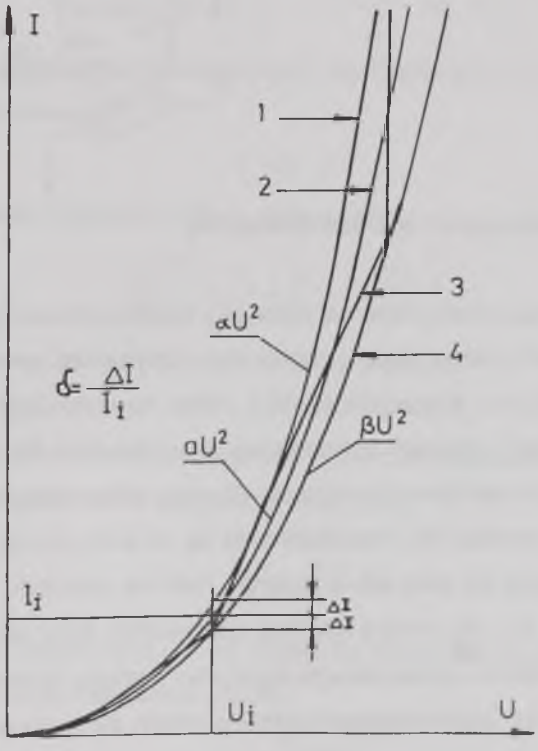
Charakterystykę tego układu zamieszczono na rys.11.10.

Przedstawione dwójniki nieliniowe (czwórniki też) mogą być wykorzystane do kształtowania charakterystyk wzmacniaczy operacyjnych. Zależnie od sposobu umieszczenia dwójnika w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego układ będzie realizował różne funkcje nieliniowe. Wspólną wadą tego typu układów jest duża złożo-

ność, gwałtownie rosnąca w sytuacji dużej ilości odcinków aproksymujących, co nieuchronnie związane jest ze wzrostem wymagań dotyczących dokładności interpolacji. Właściwości częstotliwościowe przetworników zawierających wzmacniacze operacyjne zawsze są gorsze od "czystych" układów diodowo-rezystancyjnych.



Rys. 11.9. Diodowo-rezystancyjny układ realizujący charakterystykę wykładniczą kwadratową: $I = a \cdot U^2$



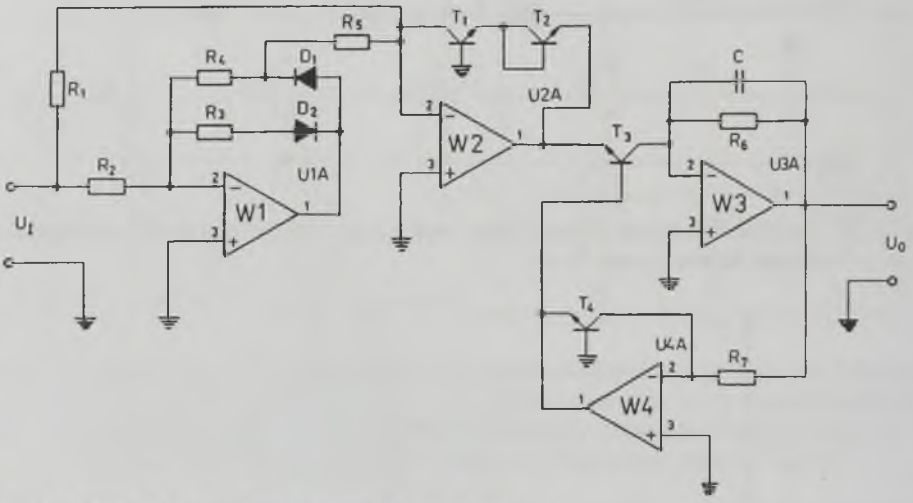
Rys. 11.10. Charakterystyka układu z rys. 11.9: 1 – aproksymacja „z nadmiarem", 2 – charakterystyka idealna, 3 – aproksymacja odcinkami linii prostej, 4 – aproksymacja „z niedomiarem"

11.2.5. Detektor wartości skutecznej

Przykładem układu należącego do grupy przetworników kombinowanych jest układ detektora wartości skutecznej. Układ taki realizuje funkcję daną wyrażeniem:

$$U_0 = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_i^2(t)\,dt} \qquad (11.19)$$

gdzie: T – stała czasowa całkowania.



Rys. 11.11. Układ przetwornika wartości skutecznej

Na rys.11.11 zamieszczono schemat jednego z możliwych rozwiązań tego układu. W jego skład wchodzą następujące przetworniki podstawowe: prostownik jednopołówkowy zbudowany na wzmacniaczu W_1, układ logarytmujący wykorzystujący wzmacniacz W_2 , układ całkujący wykorzystujący wzmacniacz W_3 , układ wykładniczy zbudowany na tym samym wzmacniaczu W_3 oraz układ logarytmujący zbudowany w oparciu o wzmacniacz W_4. Przetworniki te są ze sobą sprzęgnięte w taki sposób, że spełniają więcej niż tylko jedno zadanie. I tak dla przykładu, układ składający się ze wzmacniaczy W_1 i W_2 tworzą wspólnie przetwornik, który na wyjściu generuje napięcie proporcjonalne do podwojonego logarytmu wartości bezwzględnej napięcia wejściowego, jest więc logarytmicznym przetwornikiem dwupołówkowym, opisanym wyrażeniem:

$$U'_{WY} = \varphi_T \cdot \ln \frac{2 \cdot |U_i|}{R \cdot I_{CS}}$$

Z kolei wzmacniacz W_3 wraz z tranzystorem T_3 tworzą układ całkująco-wykładniczy opisany za pomocą zależności:

$$U_{WY}^{*} \approx \frac{1}{C} \cdot I_{CS} \cdot \int_0^T \exp\left(-\frac{U_{WE}}{\varphi_T}\right) dt$$

Natomiast wpięcie w pętlę ujemnego sprężenia zwrotnego tego przetwornika dodatkowego wzmacniacza logarytmującego W_4 wprowadza funkcję pierwiastkowania. Tym niemniej taki sposób analizy nie jest zbyt efektywny. W celu uzyskania zależności pomiędzy napięciami wyjściowym U_0 a wejściowym U_I warto zastosować następujące postępowanie: zakładamy, że wszystkie tranzystory $T_1...T_4$ są identyczne oraz że wzmacniacze operacyjne są elementami idealnymi. Następnie sumujemy spadki napięć baza-emiter w oczku obejmującym wszystkie tranzystory $T_1...T_4$:

$$U_{BE1} + U_{BE2} - U_{BE3} - U_{BE4} = 0.$$

Korzystając z zależności (11.4), otrzymujemy:

$$\varphi_T \cdot \ln\frac{I_1}{I_{ES}} + \varphi_T \cdot \ln\frac{I_2}{I_{ES}} - \varphi_T \cdot \ln\frac{I_3}{I_{ES}} - \varphi_T \cdot \ln\frac{I_4}{I_{ES}} = 0 \qquad (11.20)$$

Po wykonaniu odpowiednich przekształceń i uwzględnieniu, że prądy $I_1 = I_2$, uzyskamy podstawowe równanie:

$$I_1^2 = I_3 \cdot I_4 \qquad (11.21)$$

które możemy dalej rozpisać w następującej postaci:

$$\left(\frac{U_I}{R_1}\right)^2 = \frac{U_0}{R_7} \cdot \left(\frac{U_0}{R_6} + C \cdot \frac{dU_0}{dt}\right) \qquad (11.22)$$

Przy spełnieniu warunku dotyczącego rezystancji układu:

$$R_1 = R_6 = R_7 = R_4 = R_2 = R_3 = 2 \cdot R_5 = R$$

niezbędnego dla prawidłowego działania prostownika dwupołówkowego, rozwiązanie równania (11.22) pozwala na otrzymanie zależności:

$$U_0 = \sqrt{\frac{2}{R \cdot C} \cdot \int_0^T U_I^2 \, dt} \qquad (11.23)$$

Po porównaniu z zależnością (11.19) widać, że otrzymaliśmy układ detektora wartości skutecznej o stałej całkowania równej:

$$T = \frac{1}{2} \cdot R \cdot C$$

Układ będzie prawidłowo działał, gdy stała czasowa T układu całkującego będzie co najmniej czterokrotnie większa od okresu T' przebiegu wejściowego:

$$T' \leq \frac{1}{8} \cdot R \cdot C$$

11.3. Tematy sprawdzające

1. Przedstawić i wyjaśnić zasady klasyfikacji przetworników funkcyjnych.
2. Przedstawić i omówić podstawowe metody generacji funkcji nieliniowych .
3. Podając odpowiednie przykłady, wyjaśnić metodę aproksymacyjną generacji funkcji nieliniowych.
4. Przedstawić i wyjaśnić dwie różne metody uzyskania przetworników logarytmujących. Porównać te metody zwracając szczególną uwagę na wady i zalety.
5. Wyjaśnić zasadę działania diodowego przetwornika logarytmicznego. Podać jego wady i zalety.
6. Wyprowadzić zależność na napięcie wyjściowe układu przetwornika logarytmicznego z kompensacją wpływu prądu nasycenia I_{ES} i temperatury.
7. Porównać właściwości układów logarytmujących z rys.11.4 i 11.5. Wybrać lepszy układ i uzasadnić wybór.
8. Wyprowadzić zależność (11.8).
9. Jak można zrealizować układ o charakterystyce wykładniczej? Porównać co najmniej dwa sposoby realizacji, podając ich wady i zalety.
10. Jakie związki istnieją pomiędzy przetwornikami logarytmującymi i wykładniczymi?
11. Przedstawić sposób kompensacji temperaturowej przetwornika wykładniczego.
12. Co to są układy progowe i jak można je wykorzystać do konstrukcji diodowych generatorów funkcyjnych?
13. Jaką rolę może w przetwornikach funkcyjnych odgrywać ujemne sprzężenie zwrotne ? Proszę narysować przykład takiego rozwiązania oraz wyjaśnić zasadę jego działania.
14. Proszą zaprojektować układ aproksymacji odcinkowej funkcji kwadratowej $I = a \cdot U^2$ tak, aby uzyskać stały błąd bezwzględny równy ΔI.
15. Proszą zaprojektować układ aproksymacji odcinkowej funkcji kwadratowej $I = a \cdot U^2$ tak, aby uzyskać stały błąd względny równy $\delta = \Delta U / U$.

11.4. Aparatura pomocnicza

Do poznania właściwości nieliniowych układów analogowych służą odpowiednie modele. Pomiary należy przeprowadzić za pomocą następujących przyrządów:

- Generatora funkcyjnego pracującego w zakresie częstotliwości akustycznych;
- Oscyloskopu dwukanałowego;
- Dekadowego dzielnika napięciowego;
- Miernika uniwersalnego;
- Zasilacza stabilizowanego o regulowanym napięciu wyjściowym.

11.5. Program ćwiczenia

1. Model przetwornika wykładniczego wykorzystującego aproksymację przedziałami prostoliniowymi:
   a) Zaproponować i zestawić układ do pomiaru charakterystyki statycznej $I_0 = f(U_I)$ przetwornika;
   b) Zdjąć charakterystykę statyczną $I_0 = f(U_I)$ przetwornika. Zwrócić szczególną uwagę na punkty załamania (progi przełączania);
   c) Wykorzystując oscyloskop, generator funkcyjny i rezystor dodatkowy R_{dod} zestawić stanowisko do obserwacji charakterystyki statycznej metodą oscyloskopową, Przeprowadzić odpowiednie obserwacje, a wyniki zarejestrować.
   d) Zestawić układ do pomiaru charakterystyki częstotliwościowej za pomocą napięcia sinusoidalnie zmiennego zawierającego składową stałą (dlaczego ?).
   e) Zdjąć charakterystyki częstotliwościowe dla dwóch napięć wejściowych o różnych amplitudach.
2. Model przetwornika logarytmicznego:
   f) Przygotować w następujący sposób model przetwornika logarytmicznego do pomiarów:
      - Wejście przetwornika zasilić napięciem stałym o wartości 1 V;
      - Za pomocą potencjometru P_1 ustawić wartość prądu I_{C2} tak, aby na wyjściu przetwornika uzyskać wartość 0 V;

- Zmienić wartość napięcia wejściowego na 1 mV;
- Za pomocą potencjometru P_2 ustawić wzmocnienie K wzmacniacza wyjściowego tak, aby podstawa logarytmowania wynosiła 10.

g) Zestawić układ do pomiaru przejściowej charakterystyki statycznej tak, aby zakres zmian stałego napięcia wejściowego zawierał się w granicach od 5 μV do 25 V;

h) Zdjąć przejściową charakterystykę statyczną;

i) Zestawić układ do pomiaru charakterystyki częstotliwościowej za pomocą napięcia sinusoidalnie zmiennego zawierającego składową stałą;

j) Zdjąć charakterystyki częstotliwościowe dla napięć wejściowych o amplitudach: 100 mV, 1 V i 10 V i takich samych składowych stałych;

k) Zdjąć charakterystykę przejściową dla napięcia wejściowego sinusoidalnie zmiennego o częstotliwości 1 kHz. Zakres zmian amplitudy napięcia wejściowego powinien zawierać się w granicach od 5 μV do 12 V, natomiast składowa stała powinna wynosić około 6,5 V.

3. Model przetwornika wartości skutecznej:

a) Zaproponować i zestawić układ do pomiaru przejściowej charakterystyki statycznej $I_0 = f(U_I)$ przetwornika wartości skutecznej;

b) Zmieniając amplitudę napięcia zdjąć charakterystykę przejściową. Pomiary przeprowadzić dla napięć : sinusoidalnego, prostokątnego i trójkątnego;

c) Zestawić układ do pomiaru charakterystyki częstotliwościowej. Wykorzystując wyniki otrzymane w punkcie (b), dobrać trzy amplitudy napięć przemiennych dla początkowej, środkowej i końcowej wartości zakresu napięć wejściowych. Pomiary przeprowadzić dla napięć : sinusoidalnego, prostokątnego i trójkątnego, kolejno dla wszystkich trzech wybranych amplitud napięć wejściowych.

Uwaga

Zwrócić uwagę na współczynnik kształtu skalowania używanego woltomierza (na jaką wartość mierzonego przebiegu woltomierz reaguje, a w jakiej wartości jest wyskalowany – w razie potrzeby należy dokonać odpowiednich przeliczeń).

11.6. Tematy do opracowania

1. Model przetwornika wykładniczego wykorzystującego aproksymację przedziałami prostoliniowymi::
   - Wykreślić przejściową charakterystykę statyczną;
   - Uzyskany wykres aproksymować dwoma skrajnymi parabolami (jako przykład może służyć rys.11.10), które można opisać zależnościami:

     aproksymacja „z nadmiarem": $I' = (1 + \delta) \cdot a \cdot U^2 = \alpha \cdot U^2$

     aproksymacja „z niedomiarem": $I'' = (1 - \delta) \cdot a \cdot U^2 = \beta \cdot U^2$
   - Wyznaczyć wartości współczynników: α, β, δ i a;
   - Wyznaczyć funkcję przetwarzania badanego przetwornika;
   - Wyznaczyć maksymalny błąd względny przetwarzania zgodnie z zależnością:

$$\delta_{max} = \frac{\Delta I_{max}}{I} \cdot 100\,[\%].$$

   - Wykreślić na jednym wykresie uzyskane charakterystyki częstotliwościowe i wyznaczyć szerokość 3-decybelowego pasma dla wszystkich przebadanych amplitud napięcia wejściowego.
   - Wykreślić charakterystykę przejściową dla napięcia wejściowego sinusoidalnie zmiennego o częstotliwości 1 kHz.
2. Model przetwornika logarytmicznego:
   - Wykreślić przejściową charakterystykę statyczną;
   - Wykreślić na jednym wykresie uzyskane charakterystyki częstotliwościowe i wyznaczyć szerokość 3-decybelowego pasma dla wszystkich przebadanych amplitud napięcia wejściowego.
   - Wykreślić charakterystykę przejściową dla napięcia wejściowego sinusoidalnie zmiennego o częstotliwości 1 kHz.
3. Model przetwornika wartości skutecznej:
   - Wykreślić przejściowe charakterystyki statyczne dla wszystkich przebadanych kształtów napięcia wejściowego;
   - Wykreślić na jednym wykresie uzyskane charakterystyki częstotliwościowe i wyznaczyć szerokość 3-decybelowego pasma dla wszystkich przebadanych amplitud napięcia wejściowego.

4. Zastanowić się nad uzyskanymi wynikami i na tej podstawie scharakteryzować przebadane przetworniki funkcyjne.

11.7. Literatura

1. Zagajewski T.: Układy elektroniki przemysłowej. WNT, Warszawa 1978.
2. Pawłowski J.: Podstawowe układy elektroniczne. Nieliniowe układy analogowe. WKŁ, Warszawa 1979.
3. Nosal Z. Baranowski J.: Układy elektroniczne cz. II. Układy analogowe nieliniowe.: WNT, Warszawa 1998.
4. Tietze U. Schenk Ch.: Układy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa wyd.2(!) 1976, wyd.3 1978, wyd.4 1996 .
5. Kulka Z., Nadachowski M.: Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowania. cz.2. Realizacje praktyczne. WNT, Warszawa 1982.
6. Golde W., Śliwa L.: Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowania. cz.1. Podstawy teoretyczne. WNT, Warszawa 1982.
7. Soclof S.: Zastosowania analogowych układów scalonych. WKŁ, Warszawa 1991.
8. Niedźwiecki M., Rasiukiewicz M.: Nieliniowe elektroniczne układy analogowe. WNT, Warszawa 1991.

Ćwiczenie 12

NIELINIOWE UKŁADY ANALOGOWE. Część 2

(Komparatory i ograniczniki)

12.1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie jest zapoznanie się z podstawowymi układami nieliniowymi, których budowę oparto na wzmacniaczach operacyjnych, zrozumienie zasad ich działania i konstruowania oraz określenie źródeł błędów charakterystycznych dla tych układów.

12.2. Wprowadzenie

Wzmacniacze operacyjne (dalej W.O.) dobrze nadają się do realizacji układów o nieliniowych charakterystykach statycznych. Decydują o tym ich specyficzne własności, takie jak: bardzo duże wzmocnienie napięciowe, duża rezystancja wejściowa i mała rezystancja wyjściowa. Własności te pozwalają dość dokładnie wyznaczyć charakterystykę przejściową układu zawierającego W.O. na podstawie znajomości charakterystyk pozostałych elementów tego układu. Najczęściej do kształtowania nieliniowych charakterystyk układów są używane elementy o nieliniowych charakterystykach, jak np.: diody, diody Zenera lub tranzystory.

Podstawowymi układami nieliniowymi realizowanymi na bazie W.O. są dyskryminatory napięcia, ograniczniki napięcia oraz wzmacniacze logarytmujące (patrz ćwiczenie 10.2.2).

12.2.1. Dyskryminatory napięcia

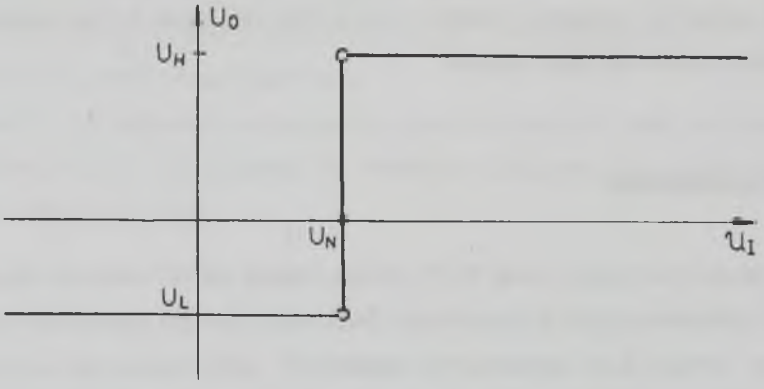
Zadaniem dyskryminatorów jest porównywanie napięcia wejściowego u_I z zadanym napięciem odniesienia U_N i dostarczenie na wyjście informacji o wyniku porównania w postaci jednego z dwóch ustalonych napięć U_L lub U_H. W przypadku gdy napięcie odniesienia U_N jest równe zeru, mamy do czynienia z detektorem przejścia przez zero.

Przykładowa idealna charakterystyka dyskryminatora napięcia jest przedstawiona na rys. 12.1. Można ją opisać następująco:

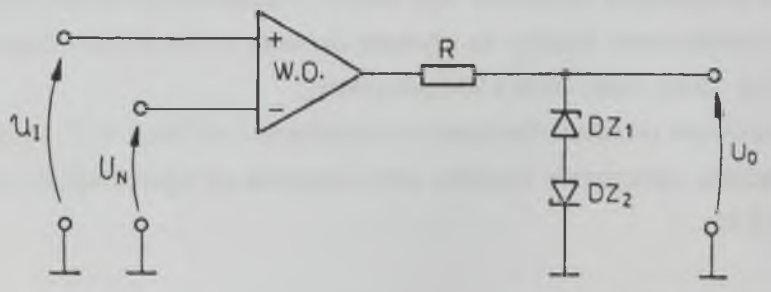
$$\begin{cases} U_o = U_L & \text{dla} \quad u_I < U_N \\ U_o = O & \text{dla} \quad u_I = U_N \\ U_o = U_H & \text{dla} \quad u_I > U_N \end{cases} \tag{12.1}$$

gdzie: U_N - napięcie odniesienia,

U_L,U_H – dolny i górny poziom napięcia wyjściowego.



Rys. 12.1. Przykładowa charakterystyka idealnego dyskryminatora napięcia



Rys. 12.2. Realizacja układowa dyskryminatora napięcia o charakterystyce z rys.12.1

Charakterystyka ta przypomina charakterystykę idealnego (o nieskończonym wzmocnieniu) wzmacniacza operacyjnego, w którym zostało ograniczone z góry i z dołu napięcie wyjściowe. Taką realizację układową przedstawiono na rys. 12.2.

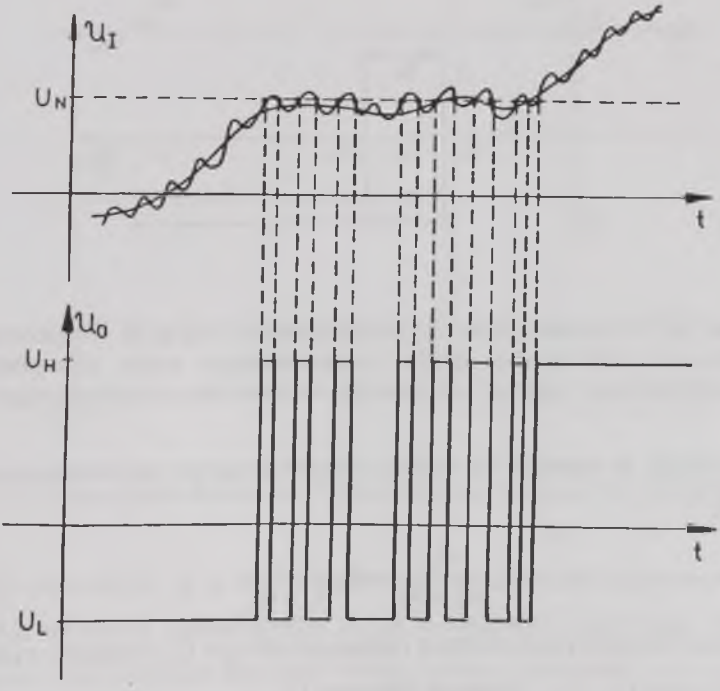
Jeśli założy się nieskończone wzmocnienie napięciowe wzmacniacza operacyjnego i zerową rezystancję dynamiczną diod Zenera, wtedy otrzymana charakterystyka odpowiada rys. 12.1, przy czym:

$$\begin{cases} U_H = U_{z1} + U_{F2} \\ U_L = -U_{F1} - U_{z2} \end{cases} \tag{12.2}$$

gdzie: U_F – napięcie w kierunku przewodzenia,

U_z – napięcie Zenera.

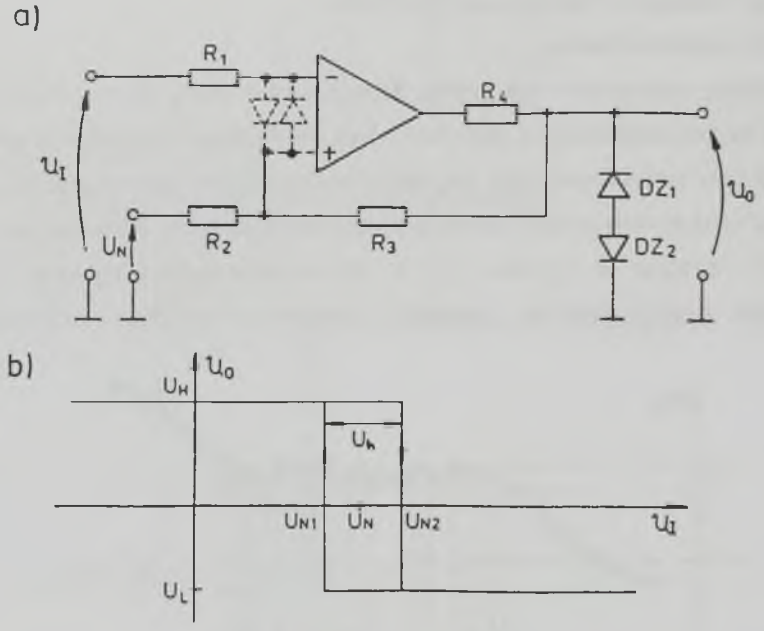
Powyższe rozwiązanie ma jednak pewną istotną wadę. Mianowicie gdy wolnozmienny sygnał wejściowy u_I jest obarczony pewnymi szumami lub innymi zakłóceniami, to przy wartościach tego sygnału bliskich napięciu odniesienia U_N mogą następować wielokrotne zmiany napięcia wyjściowego spowodowane samą obecnością zakłóceń. Obrazuje to rysunek 12.3. W celu wyeliminowania tej wady stosuje się w układach dyskryminatorów niewielkie dodatnie sprzężenie zwrotne polegające



Rys. 12.3. Szkodliwy wpływ zakłóceń na pracę układu z rys. 12.2

na przeniesieniu części napięcia wyjściowego na wejście nieodwracające wzmacniacza. Powoduje to zmianę punktu zadziałania dyskryminatora w momencie zmiany stanu na jego wyjściu tak, że jego powrót do poprzedniego stanu wymaga pewnego przyrostu napięcia wejściowego w kierunku przeciwnym do przyrostu, który spowodował poprzednie przejście. Mamy więc tutaj do czynienia z typowym przykładem histerezy.

Na rys. 12.4 przedstawiono dyskryminator z histerezą w układzie odwracającym (tzn. dla $u_I < U_N$, $U_o = U_H$) oraz jego charakterystykę.



Rys. 12.4. Układ (a) i charakterystyka (b) dyskryminatora napięcia z histerezą (linią przerywaną zaznaczono diody zabezpieczające przed przekroczeniem dopuszczalnego napięcia różnicowego wzmacniacza operacyjnego)

Biorąc pod uwagę, że napięcie na wejściu nieodwracającym wzmacniacza można wyrazić wzorem:

$$U_+ = U_N \frac{R_3}{R_2 + R_3} + U_o \frac{R_2}{R_2 + R_3} \tag{12.3}$$

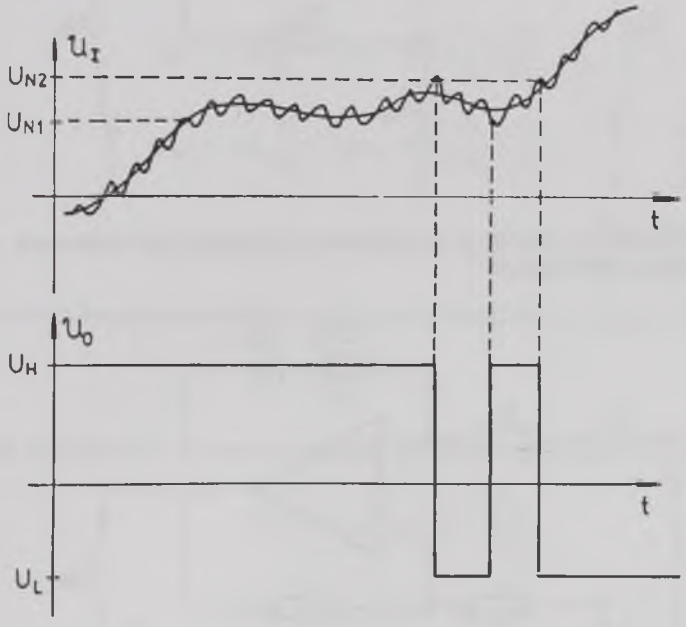
oraz fakt, że przełączenie dyskryminatora następuje dla $u_I = U_+$, możemy wyznaczyć oba napięcia progowe U_{N1}, U_{N2} i napięcie histerezy U_h:

$$U_{N1} = U_N \frac{R_3}{R_2 + R_3} + U_L \frac{R_2}{R_2 + R_3} \tag{12.4a}$$

$$U_{N2} = U_N \frac{R_3}{R_2 + R_3} + U_H \frac{R_2}{R_2 + R_3} \tag{12.4b}$$

$$U_h = U_{N2} - U_{N1} = (U_H - U_L) \frac{R_2}{R_2 + R_3} \tag{12.5}$$

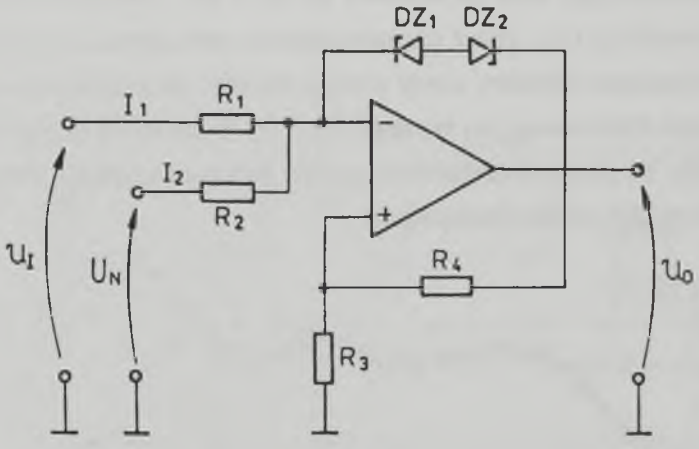
Widać więc, że napięcie histerezy tego układu U_h zależy od głębokości dodatniego sprzężenia zwrotnego, czyli od stosunku $R_2 (R_2 + R_3)^{-1}$ oraz wartości poziomów napięć wyjściowych U_L i U_H. Jeżeli napięcie histerezy jest większe od międzyszczytowej wartości napięcia zakłóceń, wtedy uzyskujemy eliminację zjawiska szkodliwych oscylacji sygnału wyjściowego, co obrazuje rys. 12.5. Dodatkowa zaletą układu z histerezą jest fakt, że dodatnie sprzężenie zwrotne zwiększa szybkość zmian na wyjściu dyskryminatora w czasie przełączania.



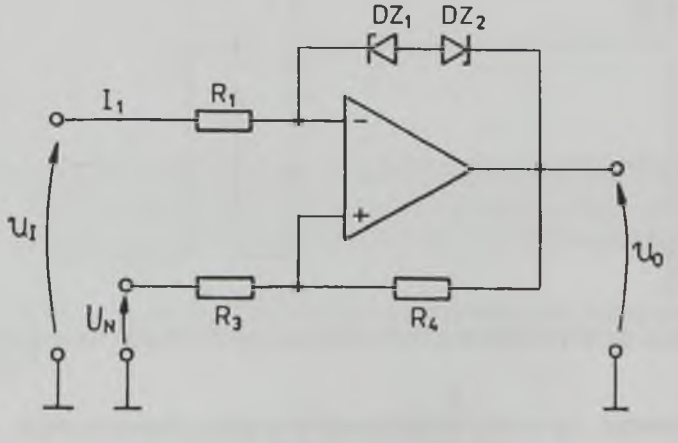
Rys. 12.5. Praca dyskryminatora z histerezą przy zakłóceniach na wejściu

Należy zauważyć, że w obu przedstawionych wyżej rozwiązaniach między wejściami wzmacniacza operacyjnego mogą występować dość duże różnice napięć, w związku z czym trzeba brać pod uwagę zakres zmienności sygnału wejściowego w stosunku do maksymalnego dozwolonego różnicowego napięcia wejściowego

wzmacniacza lub stosować odpowiednie zabezpieczenie. Takim zabezpieczeniem mogą być dwie równolegle połączone diody włączone między wejścia wzmacniacza tak, że dla małych napięć różnicowych nie przewodzi żadna dioda, natomiast gdy napięcie różnicowe przekroczy co do wartości bezwzględnej napięcie przewodzenia diod, wtedy jedna z nich (zależnie od znaku różnicy napięć wejściowych) zaczyna przewodzić ograniczając dalszy wzrost wejściowego napięcia różnicowego. Opisane rozwiązanie jest zaznaczone linią przerywaną na rys. 12.4.



Rys. 12.6. Dyskryminator napięcia z nieliniowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym w układzie sumującym



Rys. 12.7. Dyskryminator napięcia z nieliniowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym w układzie różnicowym

Przedstawiony problem przestaje mieć znaczenie, gdy elementy nieliniowe (diody Zenera) przeniesiemy do obwodu ujemnego sprzężenia zwrotnego. Jeśli zapewnimy odpowiednio silne ujemne sprzężenie, wtedy wzmacniacz będzie automatycznie utrzymywał niewielką różnicę napięć między swoimi wejściami. Dyskryminator taki może być realizowany jako układ sumujący (rys. 12.6) lub różnicowy (rys. 12.7).

Oba przedstawione powyżej układy posiadają histerezę dzięki dodatniemu sprzężeniu zwrotnemu przez dzielnik R_3, R_4. Warunkiem przełączenia w obu przypadkach jest zerowy prąd płynący przez diody. Oznacza to (przy nieskończonej rezystancji wejściowej W.O.) dla układu sumującego znoszenie się prądów I_1 i I_2, czyli (zakładając $U_- = U_+$):

$$\frac{U_I - U_+}{R_1} + \frac{U_N - U_+}{R_2} = 0 \tag{12.6}$$

stąd otrzymujemy napięcia progowe U_{N1} i U_{N1} oraz napięcie histerezy U_h:

$$U_{N1} = -U_N \frac{R_1}{R_2} - (U_{Z1} + U_{F2}) \frac{R_3}{R_4} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \tag{12.7a}$$

$$U_{N2} = -U_N \frac{R_1}{R_2} - (U_{F1} + U_{Z2}) \frac{R_3}{R_4} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \tag{12.7b}$$

$$U_h = U_{N2} - U_{N1} = (U_{F1} + U_{Z2} + U_{Z1} + U_{F2}) \frac{R_3}{R_4} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \tag{12.8}$$

Dla układu różnicowego warunkiem przełączenia jest zerowy prąd I_1, czyli:

$$\frac{U_I - U_+}{R_1} = 0 \tag{12.9}$$

Stąd można wyprowadzić wzory na napięcia progowe i napięcie histerezy:

$$U_{N1} = U_N - (U_{Z1} + U_{F2}) \frac{R_3}{R_4} \tag{12.10a}$$

$$U_{N2} = U_N - (U_{F1} + U_{Z2}) \frac{R_3}{R_4} \tag{12.10b}$$

$$U_h = U_{N2} - U_{N1} = (U_{F1} + U_{Z2} + U_{Z1} + U_{F2}) \frac{R_3}{R_4} \tag{12.11}$$

Należy tutaj zauważyć, że poziomy napięć wyjściowych U_L i U_H w tym układzie zależą od napięcia odniesienia U_N:

$$U_L = U_N - (U_{Z1} + U_{F2})\frac{R_3 + R_4}{R_4} \tag{12.12a}$$

$$U_H = U_N - (U_{F1} + U_{Z2})\frac{R_3 + R_4}{R_4} \tag{12.12b}$$

Poza tym pewną wadę opisanych dyskryminatorów z ujemnym sprzężeniem zwrotnym w stosunku do układu bez sprzężenia z rys. 12.4 stanowi mniejsza rezystancja wejściowa $R_I = R_1$ oraz fakt, że wraz ze zmianami napięcia wejściowego zmienia się prąd płynący przez diody, co przy uwzględnieniu ich rezystancji dynamicznych daje zmiany napięcia wyjściowego:

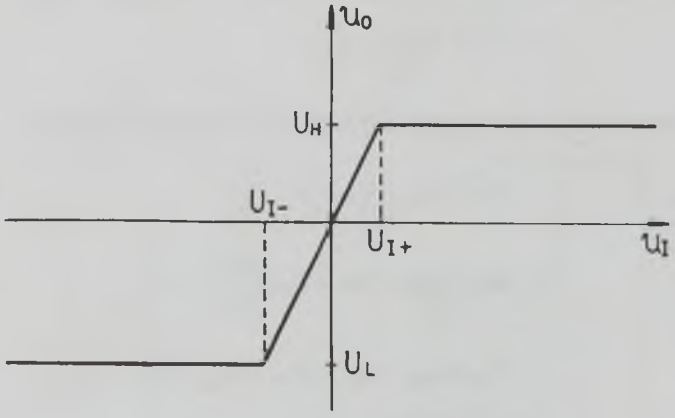
$$\Delta U_o = \Delta u_I \frac{r_{d1} + r_{d2}}{R_1} \tag{12.13}$$

gdzie: r_{d1}, r_{d2} - rezystancje dynamiczne diod (jednej w kierunku przewodzenia, drugiej w zakresie przebicia).

12.2.2. Ograniczniki napięcia

Ogranicznik napięcia ma za zadanie wzmacnianie napięcia wejściowego z ograniczeniem wartości napięcia wyjściowego od dołu, od góry lub obustronnie.

Charakterystyka idealnego ogranicznika napięcia ma w ogólnym przypadku kształt przedstawiony na rys. 12.8. Można ją opisać wzorem:



Rys. 12.8. Charakterystyka idealnego ogranicznika napięcia

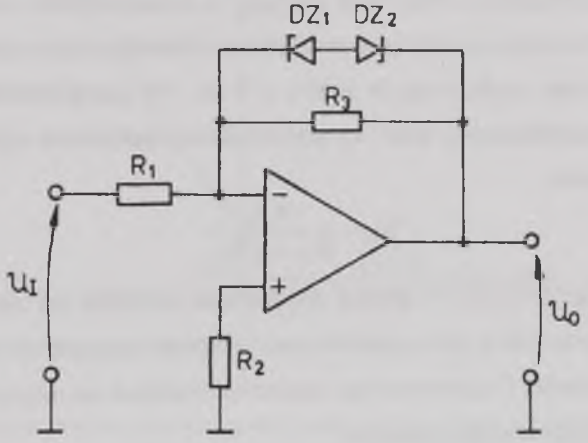
$$\begin{cases} U_o = U_L & \text{dla} \quad u_I < U_{I-} \\ U_o = K_u U_I & \text{dla} \quad U_{I-} \le u_I \le U_{I+} \\ U_o = U_H & \text{dla} \quad U_{I+} < u_I \end{cases} \tag{12.14}$$

gdzie: K_u – wzmocnienie dla zakresu przenoszenia,

U_{I-}, U_{I+} - granice zakresu przenoszenia (dla napięć wejściowych).

Przykładowy układ ogranicznika z diodami Zenera ilustruje rys. 12.9. Charakterystykę tego ogranicznika przedstawiono na rys. 12.10. Dopóki napięcie na R_3 jest mniejsze od napięcia przewodzenia diod Zera, diody te praktycznie nie przewodzą i układ działa jak zwykły wzmacniacz odwracający o wzmocnieniu napięciowym:

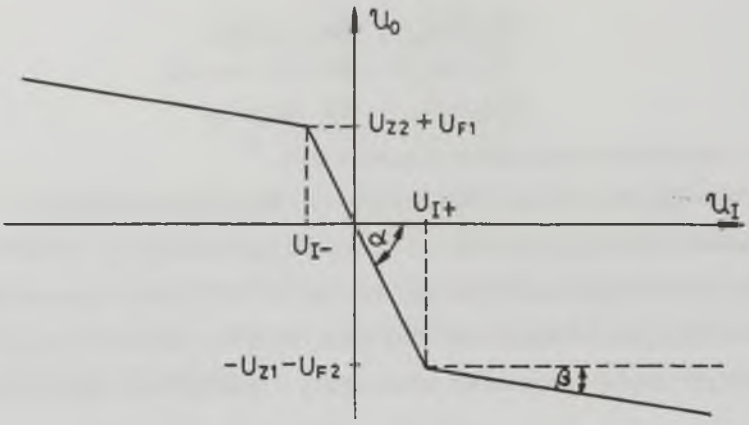
$$K'_u = -\frac{R_3}{R_1} \tag{12.15}$$



Rys. 12.9. Ogranicznik napięcia z diodami Zenera

Gdy napięcie na rezystorze R_3 osiąga wartość napięcia przewodzenia układu diod, wtedy dalszy wzrost napięcia wyjściowego jest już tylko wynikiem niezerowych rezystancji dynamicznych diod. Rezystancje te powodują, że w zakresie ograniczania zamiast idealnej – płaskiej charakterystyki otrzymujemy niezerowe jej nachylenie β (patrz rys. 12.10) takie, że

$$\operatorname{tg}\beta \equiv \frac{\Delta u_O}{\Delta u_I} = -\frac{(r_{d1} + r_{d2})R_3}{(r_{d1} + r_{d2} + R_3)R_1} \tag{12.16}$$



Rys. 12.10. Charakterystyka ogranicznika z rys.12.9

Dla zakresu przenoszenia układ diod posiada w rzeczywistości pewną skończoną rezystancję r_z. Powoduje to odchyłkę nachylenia charakterystyki ogranicznika w tym zakresie od wartości wyliczonej ze wzoru (12.15). Po uwzględnieniu rezystancji r_z otrzymujemy zmodyfikowany wzór na wzmocnienie napięciowe ogranicznika w zakresie przenoszenia:

$$K_u = \frac{-R_3 r_z}{(R_3 + r_z)R_1} \tag{12.17}$$

Ze wzorów (12.16) i (12.17) wynika wskazówka odnośnie do doboru wartości rezystancji R_3. Mianowicie w celu wyeliminowania wpływu rezystancji diod r_z w zakresie przenoszenia wartości R_3 powinna być znacznie mniejsza od rezystancji diod pracujących poniżej napięcia przewodzenia:

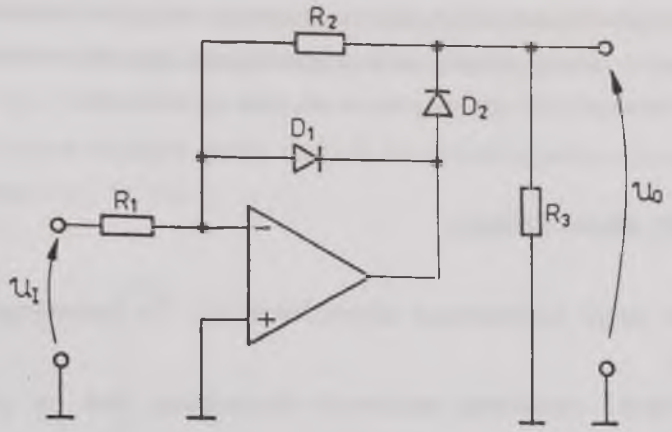
$$R_3 << r_z \tag{12.18}$$

Natomiast aby zapewnić odpowiednią różnice między nachyleniami charakterystyk ogranicznika dla zakresu przenoszenia i ograniczania, wartość R_3 musi być znacznie większa od rezystancji dynamicznej układu diod:

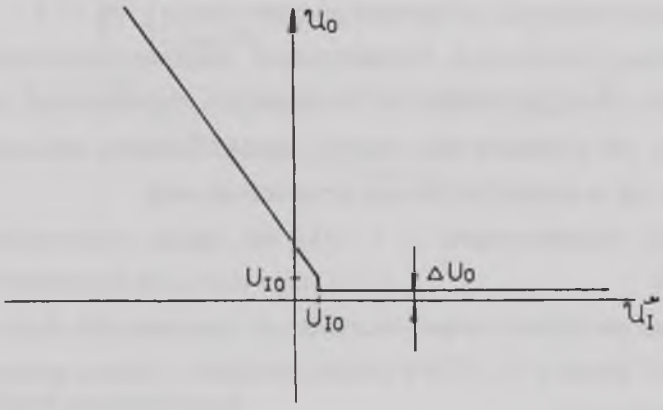
$$R_3 >> (r_{d1} + r_{d2}) \tag{12.19}$$

Osiągnięcie kompromisu między zaleceniami (12.18) i (12.19) nie jest trudne ze względu na bardzo dużą różnicę między rezystancją dynamiczna przewodzących diod a ich rezystancją dla pracy poniżej napięcia przewodzenia.

Układ ograniczający napięcie wyjściowe od dołu do poziomu zerowego oraz jego charakterystykę przedstawiają rys. 12.11 i 12.12. Charakterystyka z rys. 12.12 uwzględnia błędy spowodowane niezerową wartością wejściowego napięcia nie-



Rys. 12.11. Jednostronny ogranicznik napięcia zbudowany z wykorzystaniem diod



Rys. 12.12. Charakterystyka układu ogranicznika z rys. 12.11 z uwzględnieniem niezerowego napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego

zrównoważenia U_{In}. Działanie pokazanego ogranicznika opiera się na tym, że dla dodatniego prądu I_1 ($u_I > U_{In}$) przewodzi dioda D_1, natomiast dioda D_2 nie przewodzi i niezerowe napięcie wyjściowe jest jedynie wynikiem niezerowego wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{In}. Gdy prąd I_1 jest ujemny ($u_I < U_{In}$), wtedy przewodzi tylko dioda D_2 i układ działa jak wzmacniacz odwracający o wzmocnieniu:

$$K_u = -\frac{R_2}{R_1} \tag{12.20}$$

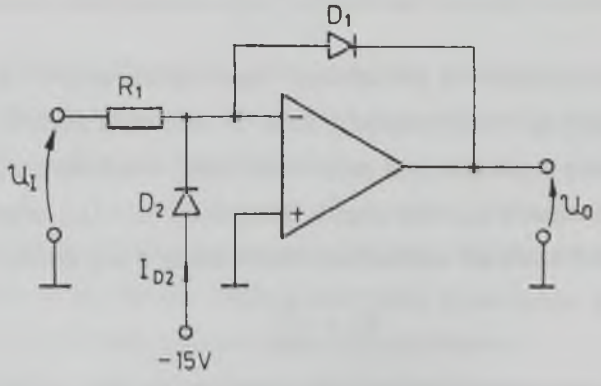
Podobnie jak w poprzednim układzie, rezystancja R_2 powinna być znacznie mniejsza od rezystancji diody D_1 w kierunku zaporowym:

$$R_2 << r_z \tag{12.21}$$

Natomiast zmniejszanie wartości R_2 powoduje (oprócz zmiany wzmocnienia w zakresie przenoszenia) jedynie większy wpływ wejściowego napięcia niezrównoważenia na przebieg charakterystyki ogranicznika w zakresie ograniczania.

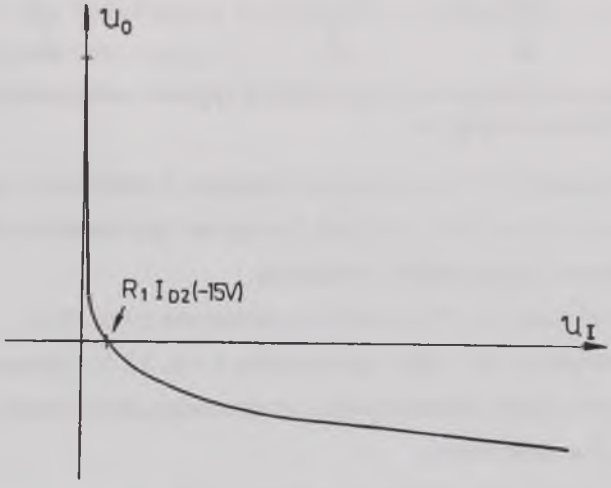
12.3. Tematy sprawdzające

1. Zilustrować wpływ skończonego wzmocnienia W.O. na charakterystykę układu z rys. 12.2.
2. Określić wpływ niezerowej rezystancji dynamicznej diod na pracę układu z rys. 12.2.
3. Określić wpływ obciążenia na poziomy napięć wyjściowych układu z rys. 12.4.
4. Wyprowadzić zależności na napięcia progowe układu z rys. 12.4.
5. Skonstruować orientacyjną charakterystykę prądowo-napięciową układu diod z rys. 12.6 z uwzględnieniem ich rzeczywistych charakterystyk (krzywe eksponencjalne). Na podstawie tego rysunku określić dokładny warunek przełączenia (opierając się na pojęciu rezystancji dynamicznej diod).
6. Narysować charakterystykę $I_1 = f(U_I)$ dla układu dyskryminatora napięcia z rys. 12.7.
7. Zilustrować jakościowy wpływ rzeczywistych charakterystyk diod na kształt charakterystyki układu z rys. 12.9 w miejscu przejścia z zakresu przenoszenia do zakresu ograniczania.



Rys. 12.13. Układ wzmacniacza logarytmującego wykorzystujący wykładniczą charakterystykę diody

8. Określić wpływ obciążenia na charakterystykę ogranicznika z rys. 12.11.
9. Zilustrować wpływ wejściowego napięcia niezrównoważenia na charakterystykę układu z rys. 12.13.
10. Pokazać wpływ napięcia anody diody D_2 na charakterystykę wzmacniacza logarytmującego (rys. 12.14).



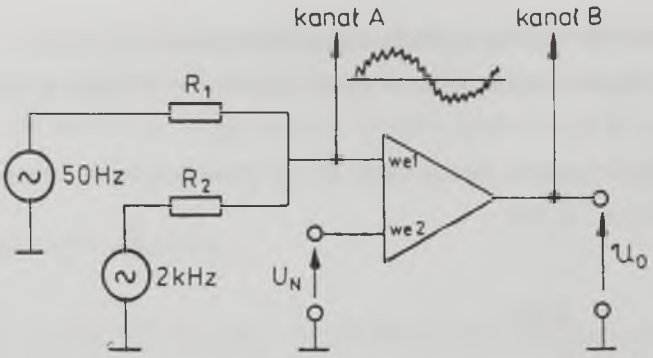
Rys. 12.14. Charakterystyka układu z rys. 12.13

12.4. Aparatura pomocnicza

1. Oscyloskop 2-kanałowy.
2. Dwa generatory sinusoidalne.

12.5. Program ćwiczenia

1. Zdjąć charakterystyki statyczne $U_o = f(U_I)$ układów z rys. 12.2 i 12.4.
2. Zbadać zachowanie układów z rys. 12.2 i 12.4 przy pobudzeniu sygnałem wolnozmiennym z nałożonym szybkozmiennym „zakłóceniem" o zmienianej amplitudzie (rys. 12.15).



Rys. 12.15. Układ do badania wpływu zakłóceń sygnału wejściowego na pracę dyskryminatora napięcia

3. Zdjąć charakterystyki $U_o = f(U_I)$ dyskryminatorów z nieliniowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym (rys. 12.6, 12.8) tak, by można było określić różnice pomiędzy charakterystykami rzeczywistymi i idealnymi.
4. Zdjąć charakterystykę $U_o = f(U_I)$ układu ogranicznika z rys. 12.9.
5. Zdjąć charakterystykę $U_o = f(U_I)$ ogranicznika z rys. 12.11. Wykonać próbę określenia odchyleń zdjętej charakterystyki od charakterystyki idealnej, wynikających z nieidealności wzmacniacza.
6. Zdjąć charakterystykę $U_o = f(U_I)$ układu logarytmującego.

12.6. Tematy do opracowania w sprawozdaniu

1. Wykreślić charakterystyki zbadane w ćwiczeniu.
2. Określić wpływ histerezy na działanie dyskryminatorów napięcia.
3. Wyznaczyć odchylenia parametrów charakterystyk rzeczywistych od idealnych.
4. Wykreślić charakterystykę układu logarytmującego w skali logarytmicznej. Wyznaczyć parametry równania opisującego zależność napięcia wyjściowego od napięcia wejściowego i porównać z parametrami teoretycznymi.

12.7. Literatura

1. Kulka Z., Nadachowski M.: Zastosowania wzmacniaczy operacyjnych. WNT, Warszawa 1986, rozdz. 6.

2. Kulka Z., Nadachowski M.: Analogowe układy scalone. WKŁ, Warszawa 1979, rozdz. 5.
3. Golde W., Śliwa L.: Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowanie. Cz. 1 – podstawy teoretyczne. WNT, Warszawa 1982, rozdz. 6.
4. Kulka Z., Nadachowski M.: Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowanie. Cz. 2 – realizacje praktyczne. WNT, Warszawa 1982, rozdz. 6.
5. Niedźwiecki M., Rasiukiewicz M.: Nieliniowe elektroniczne układy analogowe. WNT, Warszawa 1991, rozdz. 1.

Ćwiczenie 13

UKŁADY MODULACJI I DEMODULACJI ANALOGOWEJ. Część 1

Modulacja amplitudowa

13.1. Cel ćwiczenia

„Układy modulacji i demodulacji analogowej" stanowią blok dwóch ćwiczeń umożliwiający studentom praktyczne zapoznanie się z szeroką grupą układów elektronicznych wykorzystywanych do realizacji procesów modulacji i demodulacji amplitudowej i kątowej. Wielka różnorodność tej grupy układów pozwala tylko na zwrócenie uwagi na układy znajdujące najszersze zastosowanie. W pierwszym z ćwiczeń przedstawiono zasady modulacji i demodulacji amplitudy sygnału nośnego oraz przykłady realizacji odpowiednich układów modulatorów i demodulatorów.

13.2. Wprowadzenie

Modulacją nazywamy proces nanoszenia informacji na przebieg nośny. Jest to operacja realizowana w nieliniowych układach analogowych. Jej celem jest transmisja informacji za pomocą przebiegu nośnego w wybranym kanale transmisyjnym. W przypadku modulacji analogowej jest to ciągłe i odwracalne odwzorowywanie sygnału modulującego na sygnał zmodulowany. Ten ostatni jest określoną funkcją sygnałów modulującego i nośnego. Sygnałem nośnym najczęściej jest przebieg harmoniczny (sinusoidalny), który można zapisać w postaci:

$$u_M = U_m \cdot (\Omega \cdot t + \Phi) \qquad (13.1)$$

gdzie: u_M - wartość chwilowa sygnału nośnego (modulowanego);

U_m - amplituda sygnału nośnego;

Ω - pulsacja sygnału nośnego;

Φ - faza (początkowa) sygnału nośnego.

Sygnał w takiej postaci można modulować na trzy podstawowe sposoby:

- **Modulacja amplitudowa (AM)** – poprzez oddziaływanie sygnałem modulującym na amplitudę U_m sygnału nośnego.
- **Modulacja częstotliwościowa (FM)** – poprzez oddziaływanie sygnałem modulującym na częstotliwość Ω sygnału nośnego.
- **Modulacja fazowa (PM)** - poprzez oddziaływanie sygnałem modulującym na fazę początkową Φ sygnału nośnego.

13.2.1. Modulacja amplitudowa

Modulatorem nazywamy układ dokonujący procesu modulacji. W przypadku modulacji amplitudowej jest nim idealny układ mnożący sygnały nośny i modulujący. W najprostszym przypadku sygnałem modulującym może być przebieg sinusoidalny dany zależnością:

$$u_S = U_O + U_S \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi) = U_m(t) \tag{13.2}$$

gdzie: u_S - wartość chwilowa sygnału modulującego;

U_S - amplituda sygnału modulującego

U_O - składowa stała sygnału modulującego;

ω - pulsacja sygnału modulującego;

φ - faza (początkowa) sygnału modulującego.

W efekcie sygnał zmodulowany, jako produkt idealnego modulatora, przybiera postać:

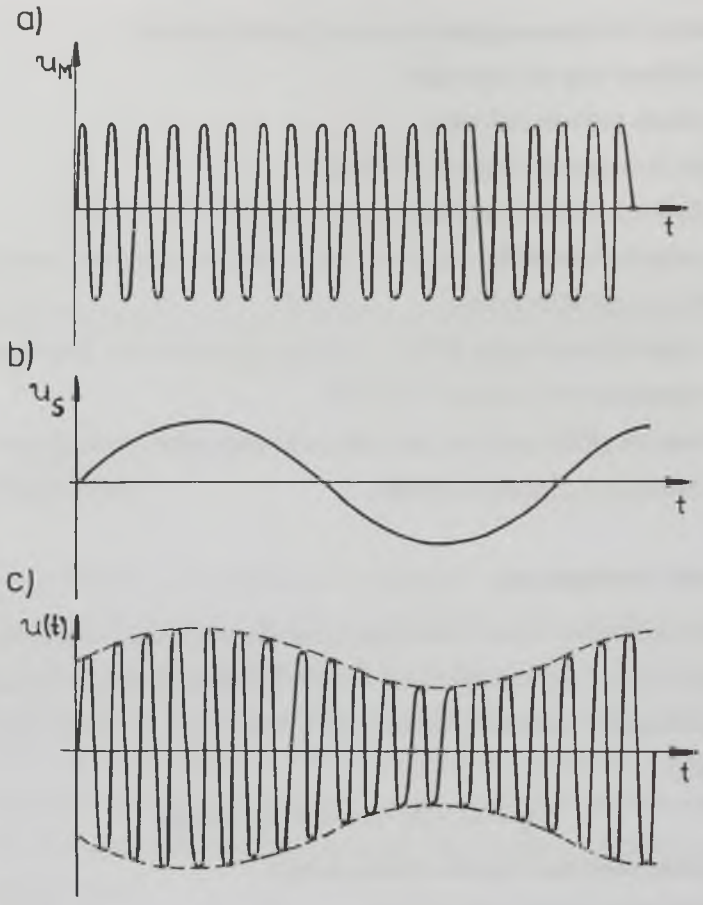
$$u(t) = [U_O + U_S \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi)] \cdot \cos(\Omega \cdot t + \Phi) \tag{13.3}$$

którą można dalej rozpisać jako:

$$u(t) = U_O \cdot \left\{ \cos(\Omega \cdot t + \Phi) + \frac{m}{2} \cdot \cos[(\Omega + \omega) \cdot t + (\Phi + \varphi)] + \frac{m}{2} \cdot \cos[(\Omega - \omega) \cdot t + (\Phi - \varphi)] \right\} \tag{13.4}$$

gdzie: m – współczynnik głębokości modulacji dany zależnością:

$$m = \frac{U_S}{U_O} \tag{13.5}$$

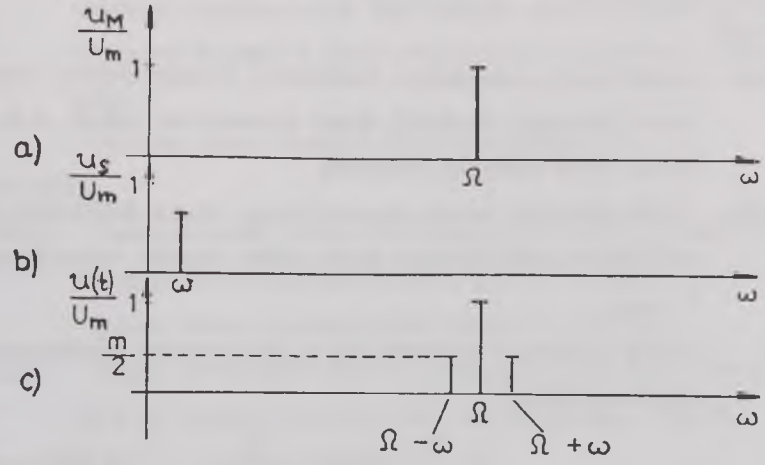


Rys. 13.1. Modulacja amplitudowa pojedynczym sygnałem harmonicznym: a) sygnał nośny, b) sygnał modulujący, c) sygnał zmodulowany

Rysunek 13.1 przedstawia omówione sygnały, a więc sinusoidalny sygnał nośny (a), elementarny sygnał modulujący (b) oraz efekt procesu modulacji (c). Analiza zależności (13.4) pozwala na potraktowanie sygnału zmodulowanego u(t) jako sumy trzech sygnałów sinusoidalnych:

- nośnego, o częstotliwości Ω i amplitudzie U_O;
- różnicowego o częstotliwości $(\Omega - \omega)$ i amplitudzie $\frac{1}{2}mU_o$;
- sumacyjnego o częstotliwości $(\Omega + \omega)$ i amplitudzie $\frac{1}{2}mU_o$.

Dla prawidłowego przebiegu procesu modulacji należy spełnić taki warunek, że częstotliwość Ω sygnału nośnego jest znacznie większa od częstotliwości sygnału modulującego ω: $\Omega << \omega$.



Rys. 13.2. Widmo sygnału zmodulowanego amplitudowo za pomocą pojedynczego sygnału harmonicznego: a) sygnał nośny, b) sygnał modulujący, c) sygnał zmodulowany

Na rys.13.2 przedstawiono odpowiednie widma tych prostych sygnałów harmonicznych, tj przebiegu nośnego (a), przebiegu modulującego (b) oraz przebiegu zmodulowanego (c). Ten ostatni zawiera trzy oddzielne prążki odpowiadające sygnałowi nośnemu oraz sygnałom różnicowemu i sumacyjnemu. W przypadku gdy przebieg modulujący jest dowolną funkcją x(t), to widmo przebiegu zmodulowanego ulega odpowiedniej przemianie, a mianowicie monochromatyczne prążki sygnałów sumacyjnego i różnicowego rozszczepiają się w dwa pasma o tej samej szerokości B = $(\omega_{max} - \omega_{min})$ położone symetrycznie względem częstotliwości sygnału nośnego Ω: $[\Omega + \omega_{min}, \Omega + \omega_{max}]$ i $[\Omega - \omega_{min}, \Omega - \omega_{max}]$. Pasma te noszą odpowiednio nazwy górnej i dolnej wstęgi bocznej. Należy zwrócić uwagę, że we wstędze górnej porządek częstotliwości jest taki sam jak w widmie sygnału niosącego informację przed procesem modulacji, natomiast we wstędze dolnej jest on odwrócony. Analizując zależność (13.4) i rys.13.2.c można zauważyć, że widmo sygnału modulowanego zawiera sygnał nośny tylko wtedy, gdy sygnał modulujący zawiera składową stałą U_O (zwykle $U_O = U_m$). W takim przypadku mówimy o modulacji dwuwstęgowej z falą nośną (AM). W przypadku gdy sygnał modulujący nie zawiera składowej stałej, mówimy o modu-

lacji dwuwstęgowej bez fali nośnej (ze stłumioną falą nośną) - (AM-SC). Można też usunąć jedną ze wstęg bocznych i wówczas otrzymujemy modulację jednowstęgową z falą nośną (SSB) lub bez fali nośnej (SBB – SC). Właściwości wymienionych systemów modulacji amplitudowej można przedstawić następująco:

1) System AM:

- Zalety: proste układy modulatorów (modulatory prostownikowe) i demodulatorów (detektory obwiedni) dzięki istnieniu fali nośnej, a w efekcie proste i tanie odbiorniki informacji.
- Wady: - duża szerokość kanału transmisyjnego, równa dwukrotnej szerokości B pasma zajmowanego przez widmo sygnału modulującego ($B = 2 \cdot \omega_{max}$),

  - mała sprawność energetyczna η, którą można zdefiniować za pomocą wyrażenia:

$$\eta = \frac{P_b}{P_u} \cdot 100\,[\%] = \frac{P_s}{U_o^2 + P_s} \tag{13.6}$$

gdzie: P_b – średnia moc obu wstęg bocznych;

P_U – moc średnia całego zmodulowanego sygnału;

P_S - moc średnia sygnału modulującego.

W przypadku modulacji prostym sygnałem harmonicznym (13.2) zależność (13.6) przybiera postać:

$$\eta = \frac{\frac{1}{2} \cdot (m \cdot U_o)^2}{U_o^2 + \frac{1}{2} \cdot (m \cdot U_o)^2} \cdot 100[\%] = \frac{m^2}{2 + m^2} \cdot 100[\%] \le 33{,}3\,[\%] \tag{13.7}$$

Jeżeli przyjąć, że współczynnik głębokości modulacji przyjmuje największą dopuszczalną wartość m = 1, uzyskujemy maksymalną sprawność η_{max} = 33,3%. Oznacza to, że 77% mocy sygnału AM stanowi moc przenoszona przez sygnał nośny. W rzeczywistych systemach modulatorów AM osiąga się sprawności rzędu: $25 \le \eta \le 40$ [%].

2) System AM-SC:

- Zalety: duża sprawność, wynikająca z faktu wyeliminowania składowej stałej ($U_O = 0$). Zgodnie z zależnością (13.6) otrzymujemy $\eta = 100\%$.

- Wady: - duża szerokość kanału transmisyjnego taka sama jak dla systemu AM ($B = 2\ \omega_{max}$),
  - do odbioru sygnału zmodulowanego niezbędne są złożone i drogie detektory synchroniczne oraz lokalne wysokostabilne generatory dla uzyskania sygnału o zsynchronizowanej z nadajnikiem częstotliwości i fazie,
  - złożone układy modulatorów zrównoważonych.

3) System SBB:

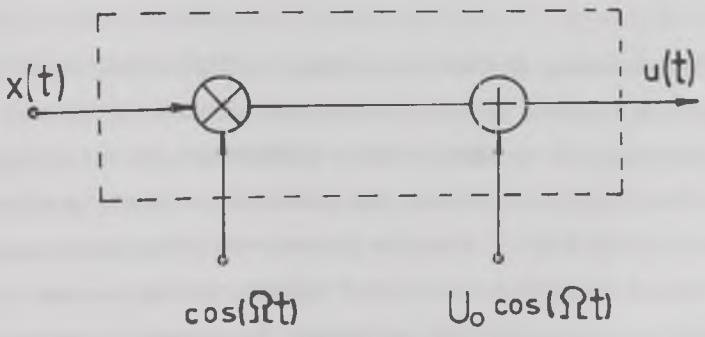
- Zalety: - mała szerokość kanału transmisyjnego $B = \omega_{max}$, a więc równa połowie szerokości kanałów dla systemów AM i AM-S.C.,
  - proste układy demodulatorów (detektory obwiedni).
- Wady: - mała sprawność, która w najlepszym przypadku pełnej modulacji ($m = 1$) , liczona wg zależności (13.6) sięga $\eta_{max} = 66{,}6\ \%$.

4) System SBB-SC:

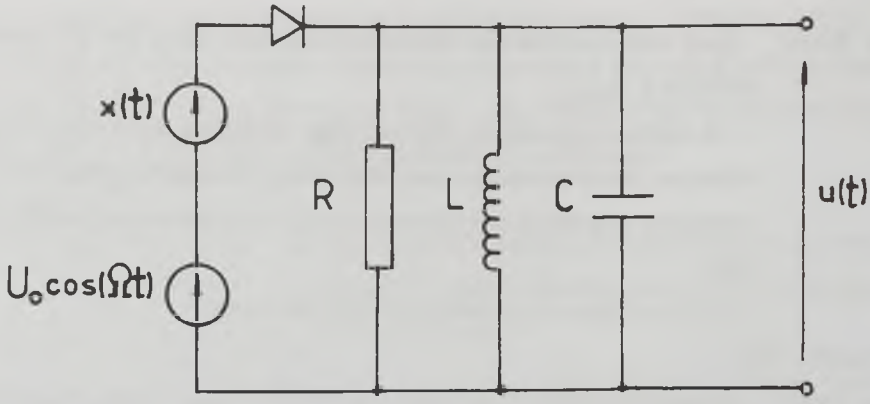
- Zalety: - mała szerokość kanału transmisyjnego $B = \omega_{max}$ (taka jak w systemie SBB),
  - wysoka sprawność energetyczna $\eta_{max} = 100\ \%$.
- Wady: - skomplikowane i drogie układy modulatorów i demodulatorów.

13.2.2. Modulatory amplitudowe systemu AM

Schemat ideowy modulatora realizującego zależność (13.4) przedstawia rys.13.3. W jego skład wchodzi idealny element mnożący sygnały modulujący i nośny, oraz element sumujący, w którym dodawany jest sygnał nośny. Na rys.13.4 przedstawiono jedną z najprostszych realizacji układowych (modulator prostownikowy), w której



Rys. 13.3. Schemat ideowy modulatora systemu AM



Rys. 13.4. Modulator prostownikowy

jako element nieliniowy umożliwiający przeprowadzenie procesu mnożenia wykorzystano kwadratową charakterystykę diody:

$$i = a \cdot u + b \cdot u^2 \tag{13.8}$$

Na rezystorze R uzyskujemy sygnał napięciowy u(t), którego składnikiem jest pożądany sygnał o modulacji AM oraz niepożądane składowe ΔU_r:

$$u(t) = k \cdot [U_0 + x(t)] \cdot \cos(\Omega \cdot t) + \Delta U_r \tag{13.9}$$

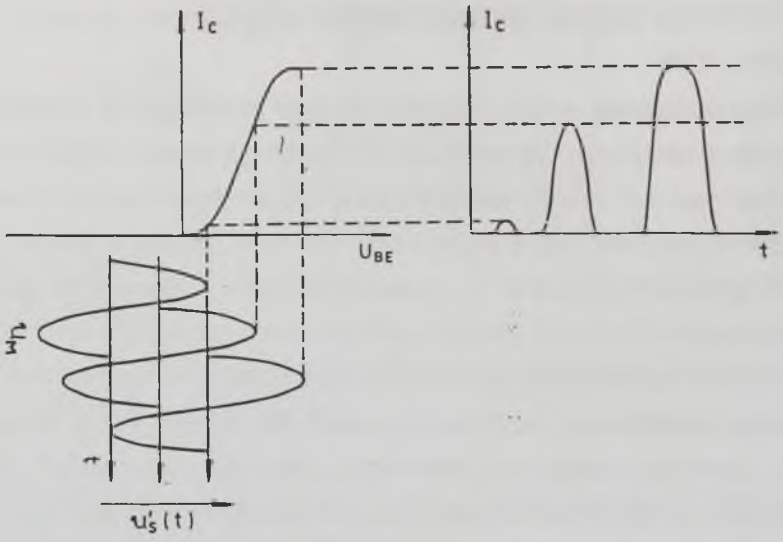
będące produktem procesu nieliniowego przetwarzania. Składniki te usuwa się na drodze filtracji w środkowoprzepustowym filtrze LC dostrojonym do pulsacji Ω sygnału nośnego. Najczęściej stosowanymi w praktyce układami modulatorów AM są wzmacniacze klasy B lub C, ze względu na swoje nieliniowe charakterystyki przejściowe $I_{wy} = f(U_{we})$. Taki wzmacniacz jest jednocześnie wysterowywany przez obydwa sygnały: modulujący i nośny. Sygnał nośny podawany jest zwykle na bazę tranzystora pracującego w układzie wspólnego emitera, natomiast sygnał modulujący może być podany do obwodu każdej z trzech elektrod tranzystora i wówczas wyróżniamy:

- **Modulację bazową**: obydwa napięcia u_M i u_S doprowadza się na bazę szeregowo, z tym że napięcie nośne zwykle za pośrednictwem sprzężenia indukcyjnego, natomiast napięcie modulujące przez sprzężenie pojemnościowe. Obwód wejściowy musi być spolaryzowany napięciem stałym zapewniającym pracę wzmacniacza w klasie B lub C. Obwód wyjściowy modulatora jest zawsze obwodem rezonansowym dostrojonym do pulsacji sygnału nośnego, w celu eliminacji niepożądanych harmonicznych i ich kombinacji. Ze względu na nieliniowość charakte-

rystyki nie można osiągnąć większych wartości współczynnika głębokości modulacji niż 40 – 70%.

- **Modulację emiterową**: w tym przypadku napięcie modulujące u_S podawane jest do obwodu emiterowego. W wyniku oddziaływania ujemnego sprzężenia zwrotnego układ taki jest o wiele bardziej liniowy, co skutkuje znacznie mniejszymi zniekształceniami nieliniowymi sygnału oraz umożliwia uzyskanie wartości współczynnika głębokości modulacji m w granicach do 90%. Źródło sygnału modulującego u_S musi tu dostarczyć znacznie większej mocy niż w przypadku modulacji bazowej, gdyż rezystancja wejściowa tego obwodu jest znacznie mniejsza.
- **Modulację kolektorową**: napięcie modulujące jest dostarczane do obwodu kolektora, powodując zmiany wartości napięcia zasilającego wzmacniacz. Rozwiązanie to wymaga dużej mocy źródła sygnału modulującego, sięgającej 70% mocy sygnału nośnego. W efekcie uzyskujemy największą liniowość charakterystyki przejściowej i najmniejsze zniekształcenia nieliniowe przy dużych wartościach współczynnika modulacji m, sięgających 60 – 80%.

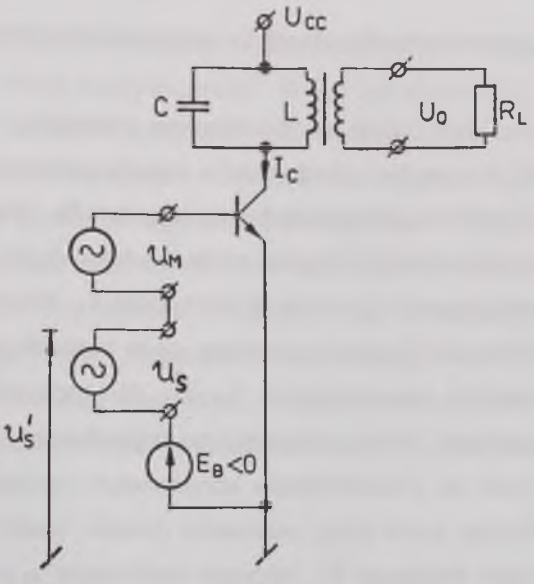
Systemy modulacji bazowej i emiterowej mogą być realizowane w postaci tak zwanych „modulatorów ze zmianą kąta przepływu". Zasada działania opiera się na uzależnieniu wartości kąta przepływu Θ wzmacniacza od wartości chwilowej napięcia modulującego $u_S(t)$. Wartość napięcia E_B polaryzującego bazę tranzystora jest tak dobrana, aby tranzystor wchodził w stan aktywny dopiero, gdy wartość napięcia zmiennego sygnału nośnego u_M podawanego na bazę przekroczy określoną wartość progową rzędu 0,5 – 1,5 V. W tych warunkach optymalny kąt przepływu Θ_{opt} zawiera się w granicach: 65° – 90°, zależnie od wartości rezystancji obciążenia. Oznacza to, że wzmacniacz pracuje w klasie C. Amplituda sygnału nośnego powinna mieć taką wartość, aby amplituda impulsów prądowych w obwodzie kolektora osiągała połowę zakresu liniowej części charakterystyki przejściowej (transmisyjnej) $i_C(t) = f(U_{EB})$ modulatora (rys.13.5). Wprowadzenie sygnału modulującego $u_S(t)$ w obwód bazy lub emitera spowoduje dodatkowe zmiany napięcia baza-emiter U_{BE}. Dodatnia amplituda U_S tego napięcia doda się do amplitudy napięcia nośnego U_m, co oznacza wzrost amplitudy impulsu prądowego kolektora, a więc również wartości kąta przepływu Θ. Parametry układu powinny być tak dobrane, aby w tej sytuacji maksymalna wartość kąta przepływu nie przekraczała wartości $\Theta_{max} \leq 100^\circ - 120^\circ$. Przekroczenie tej wartości grozi dużymi zniekształceniami nieliniowymi na skutek pracy w obszarze zagię-



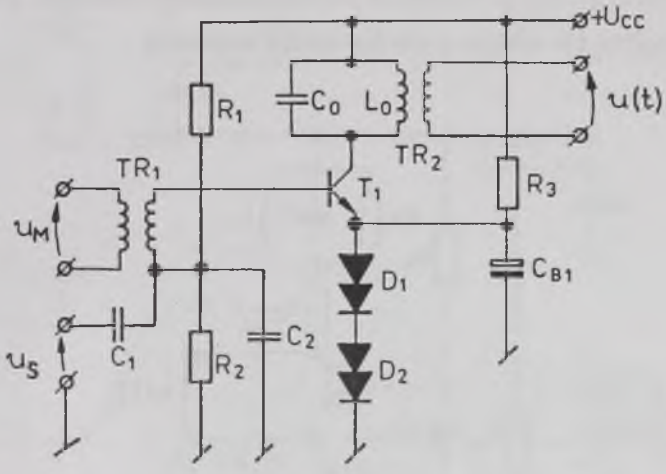
Rys. 13.5. Przebiegi sygnałów w układzie modulatora bazowego z rys. 13.6

cia charakterystyki przejściowej $i_C(t) = f(U_{EB})$. Z kolei ujemna amplituda – U_m napięcia modulującego $u_S(t)$ odejmie się od amplitudy napięcia nośnego. W rezultacie zmaleje kąt przepływu Θ i wartość amplitudy nośnego impulsu prądowego. I tu również mamy ograniczenie dolnym zagięciem charakterystyki przejściowej modulatora. Opisany proces przedstawia więc modulację amplitudy impulsów prądowych sygnału nośnego.

Schemat ideowy modulatora wykorzystującego modulację bazową zamieszczono na rys.13.6. Zgodnie z tym, co już zostało powiedziane, źródła obydwu napięć nośnego i modulującego zostały połączone szeregowo wraz z napięciem stałym E_B polaryzującym bazę tranzystora tak, aby pracował w klasie C. Przebiegi prądów i napięć w tym układzie zilustrowano na rys.13.5. Zaznaczono na nim zakresy napięć, dla których w układzie powstają największe zniekształcenia nieliniowe, oraz liniowy zakres charakterystyki, który umożliwia prawidłową pracę układu. Równoległy obwód rezonansowy LC dostrojony do pulsacji Ω, transformatorowo sprzężony z obciążeniem zapewnia eliminację zbędnych produktów nieliniowego przetwarzania sygnałów wejściowych. Natomiast realizację praktyczną takiego modulatora przedstawiono na rys.13.7. Sygnał nośny u_M jest podawany za pomocą sprzężenia transformatorowego (TR_1), natomiast sygnał modulujący za pomocą kondensatora C_1. Właściwą polaryzację obwodu bazy zapewnia dzielnik napięciowy R_1, R_2, natomiast polaryzację



Rys. 13.6. Schemat ideowy modulatora bazowego zbudowanego w oparciu o wzmacniacz klasy C

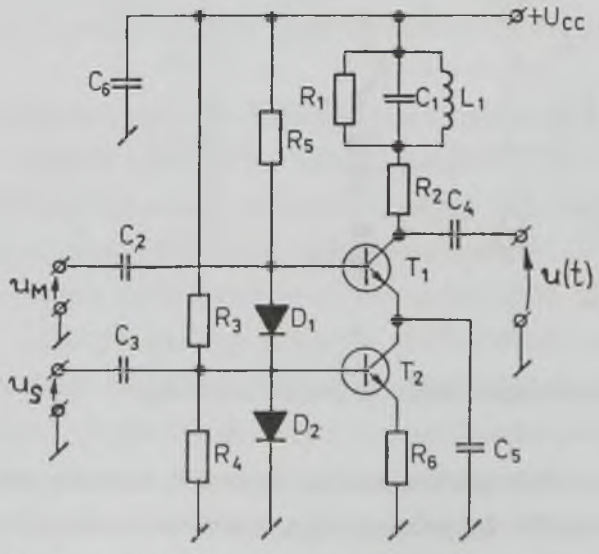


Rys. 13.7. Praktyczna realizacja układu modulatora bazowego

obwodu emitera diody D_1 i D_2, zasilane poprzez rezystor R_3. Kondensator C_{B1} stabilizuje prąd zasilający diody D_1 i D_2, zwierając sygnały zmienne, natomiast kondensator C_2 jest tak dobrany, że dla pulsacji Ω sygnału nośnego stanowi zwarcie, natomiast dla pulsacji ω sygnału modulującego stanowi rozwarcie. Wyjściowy, równoległy ob-

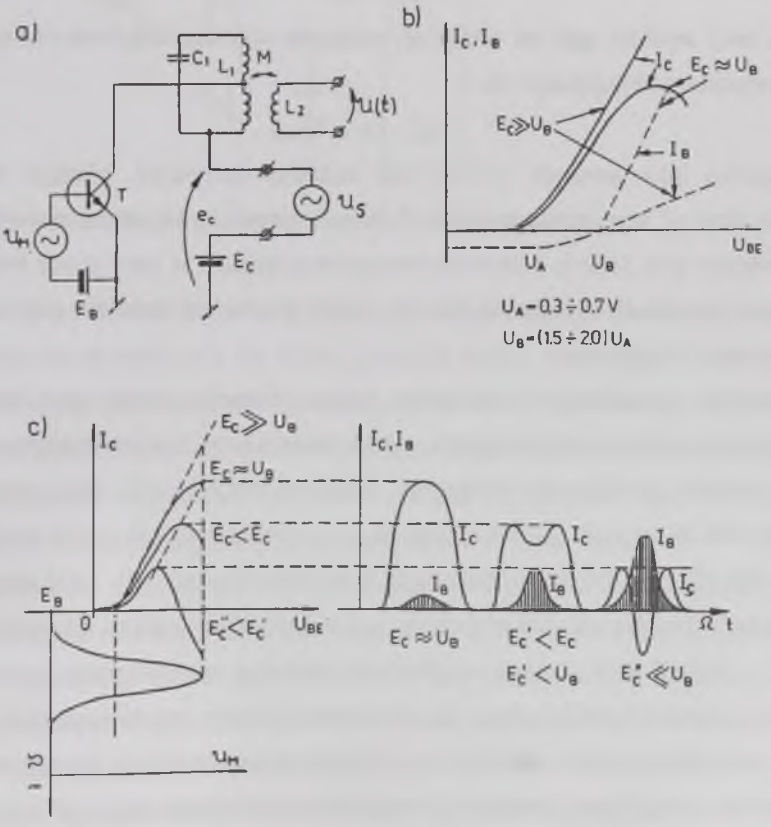
wód rezonansowy L_oC_o dostrojony do pulsacji Ω jest sprzężony transformatorowo z obciążeniem.

Przykład rozwiązania modulatora umożliwiającego modulację emiterową zamieszczono na rys.13.8. Wzmacniacz zbudowano w oparciu o tranzystor T_1, którego punkt pracy wyznacza dzielnik napięciowy złożony z rezystora R_5 i diod D_1, D_2 (stabilizujących wpływ zmian temperatury). Sygnał nośny podawany jest za pośrednictwem kondensatora sprzęgającego C_2 na bazę tranzystora T_1. Kondensator C_5 stanowi zwarcie dla częstotliwości Ω sygnału nośnego, co w zestawieniu z rezystorem R_2 i równoległym obwodem rezonansowym L_1, C_1, R_1 zapewnia odpowiednie wzmocnienie sygnału nośnego, tłumiąc zarazem inne częstotliwości. Z kolei napięcie modulujące podawane jest za pośrednictwem kondensatora sprzęgającego C_3 na bazę tranzystora T_2, którego punkt pracy wyznacza dzielnik napięciowy złożony z rezystorów R_3, R_4 i rezystor emiterowy R_G. Napięcie modulujące u_S wymusza zmiany prądu kolektora tranzystora T_2, a tym samym zmiany prądu emitera tranzystora T_1. W efekcie w takt tych zmian zmienia się wzmocnienie wzmacniacza zbudowanego w oparciu o tranzystor T_1, a więc następuje modulacja sygnału nośnego, gdyż napięcie wyjściowe u(t) będzie tak właśnie zmieniało swoją amplitudę.



Rys. 13.8. Realizacja praktyczna modulatora emiterowego

System modulacji kolektorowej można zrealizować w układach tak zwanych modulatorów „ze zmianą rozpływu prądu". W tym przypadku są to najczęściej wzmacniacze klasy C, w których korzystamy z uzależnienia wypadkowej wartości napięcia zasilającego kolektor tranzystora od wartości chwilowej napięcia modulującego $u_S(t)$. Schemat ideowy odpowiedniego układu przedstawiono na rys.13.9a. Wartość napięcia E_B polaryzującego bazę tranzystora oraz amplitudę napięcia sygnału nośnego U_m dobieramy tak, jak w przypadku modulatorów ze zmianą kąta przepływu Θ. Odpowiednią charakterystykę przejściową $i_C(t) = f(U_{EB})$ zamieszczono na rys.13.9b. W tym miejscu kilka słów wyjaśnienia. Wygląd charakterystyki przejściowej zależy od wzajemnego stosunku pomiędzy napięciami E_B i E_C polaryzującymi bazę i kolektor



Rys. 13.9. Schemat ideowy modulatora kolektorowego (a), charakterystyka przejściowa wzmacniacza (b) oraz zniekształcenia wynikające z przemodulowania (c)

tranzystora. Prąd kolektora zaczyna płynąć dopiero, gdy napięcie U_{BE} przekroczy wartość progową U_A (praca w klasie C). Dalsza część charakterystyki jest liniowa w szerokim zakresie, pod warunkiem że napięcie polaryzujące kolektor tranzystora będzie znacznie większe od napięcia polaryzującego bazę: $E_C >> E_B$. Im mniejsza będzie wartość napięcia E_C, tym wcześniej pojawi się zakrzywienie charakterystyki przejściowej (jako skutek nasycenia tranzystora). Spadek wartości tego napięcia poniżej wartości napięcia polaryzującego bazę ($E_C < E_B$) spowoduje tak duże zakrzywienie omawianej charakterystyki, że jej nachylenie przyjmie wartości ujemne. Oznacza to możliwość inwersyjnej pracy tranzystora ! (rys.13.9c). Biorąc pod uwagę przytoczone wyjaśnienia, widać, że minimalna wartość napięcia E_{Cmin} powinna spełniać warunek:

$$E_{Cmin} \cong E_B \,. \tag{13.10}$$

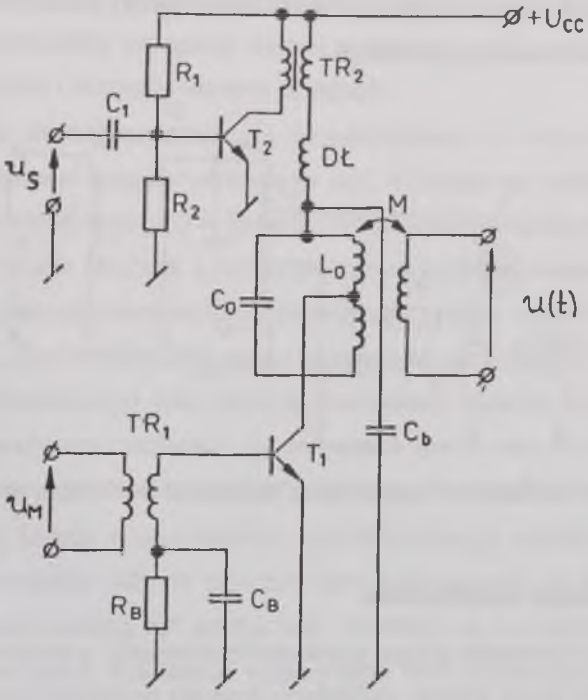
Sytuacja taka wystąpi, gdy od amplitudy napięcia nośnego U_m zostanie odjęta amplituda sygnału modulującego U_S:

$$U_m - U_S \cong E_{Cmin} \,. \tag{13.11}$$

W przypadku gdy warunek (13.11) nie zostanie spełniony, nastąpi tak zwane „przewzbudzenie" wzmacniacza klasy C, impuls prądowy kolektora zostanie bardzo zniekształcony (rys.13.9c), ponieważ tranzystor przejdzie w stan pracy inwersyjnej i w pewnym momencie pojawi się ujemny impuls prądu kolektora (!), gdyż emiter zamieni się rolą z kolektorem.

W sytuacji prawidłowych warunków pracy działanie układu jest następujące: wprowadzenie sygnału modulującego $u_S(t)$ w obwód kolektora tranzystora spowoduje zmiany napięcia zasilającego tranzystor. Dodatnia amplituda U_S tego napięcia doda się do amplitudy sygnału modulującego U_m, co oznacza wzrost prądu kolektora, a w efekcie amplitudy napięcia wyjściowego (zmodulowanego) u(t). Modulator posiada największą liniowość, gdy kąt przepływu w tym momencie osiąga wartość z zakresu: $\Theta \cong 80^\circ \div 100^\circ$. Z kolei ujemna amplituda U_S napięcia modulującego odejmie się od amplitudy sygnału modulującego U_m, w rezultacie czego zmaleje wartość prądu kolektora i amplitudy napięcia wyjściowego. Kąt przepływu osiągnie wartość minimalną.

Przykład praktycznej realizacji modulatora kolektorowego zamieszczono na rys.13.10. W tym rozwiązaniu na uwagę zasługuje zastosowanie dynamicznej polaryzacji bazy tranzystora T_1 za pomocą równoległego połączenia rezystora R_B i kondensatora C_B. Ten rodzaj polaryzacji linearyzuje charakterystyki modulatora i

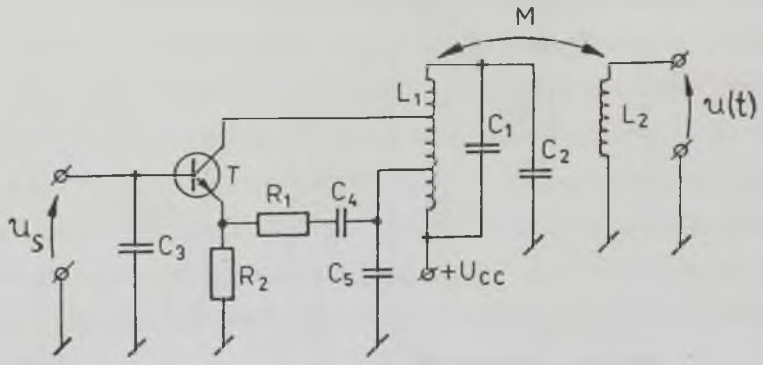


Rys.13.10. Realizacja praktyczna modulatora kolektorowego

skutecznie zabezpiecza przed wchodzeniem w nadmierne przewzbudzenie, ponieważ polaryzacja dynamiczna nie może zmieniać znaku. Powoduje to również ograniczenie maksymalnych wartości kątów przepływu Θ, a więc prowadzi do zmniejszenia mocy sygnału modulowanego. Z kolei dławik DŁ i kondensator C_b zabezpieczają przed przepływem zbyt dużych prądów o pulsacji sygnału nośnego Ω w obwodach wzmacniacza zbudowanego w oparciu o tranzystor T_2 oraz zasilania.

Przedstawione rozwiązania nie wyczerpują istniejących możliwości. Przykładem innego podejścia do rozwiązania problemu modulacji amplitudowej jest takie oddziaływanie na generator przebiegu o określonej częstotliwości, aby regulować wartość amplitudy tego przebiegu. Na rys.13.11 przedstawiono generator Hartleya o odpowiednio zmodyfikowanym układzie sprzężenia z obwodem rezonansowym L_1, C_1, C_2. A mianowicie, sprzężenie uzyskano wykorzystując dwa odczepy cewki L_1, oraz dwójnik C_4, L_1. Na bazę tranzystora podawane jest napięcie modulujące u_S . W takim układzie uzyskuje się liniową zależność między amplitudą generowanego napięcia a

chwilową wartością napięcia $u_s(t)$. Do wad układu należy pasożytnicza modulacja częstotliwości generowanego przebiegu.



Rys. 13.11. Układ modulatora – generatora Hartleya o sterowanej amplitudzie

13.2.3. Demodulacja amplitudowa

Demodulacją nazywamy proces uzyskiwania informacji z przebiegu zmodulowanego, czyli innymi słowy proces wydzielania sygnału modulującego. Proces ten ma miejsce w układach demodulatorów, nazywanych też detektorami (aczkolwiek oba te terminy nie są w pełni wymienne). Istnieją dwie podstawowe metody demodulacji:

- **Demodulacja synchroniczna** – polegająca na pomnożeniu przez siebie sygnałów zmodulowanego u(t) i odniesienia $u_r(t)$. Pulsacja Ω_r i faza Φ_r sygnału odniesienia muszą być identyczne z pulsacją Ω i fazą początkową Φ sygnału nośnego:

$$\Omega_r = \Omega \tag{13.12a}$$

$$\Phi_r = \Phi \tag{13.12b}$$

Produkty mnożenia podawane są na filtr dolnoprzepustowy o odpowiednio dobranej pulsacji granicznej ω_o. Wartość tej pulsacji granicznej wynika z warunku, iż nie mogą na siebie zachodzić widma amplitudowe wstęg dolnej i górnej. Tak więc dla sygnałów zmodulowanych metodami AM, AM-SC i SBB-SC z górną wstęgą boczną pulsacje te muszą spełniać warunek:

$$\omega_o < \omega_{max} \tag{13.13}$$

natomiast w przypadku modulacji SBB-SC z dolną wstęgą boczną pulsacja graniczna musi być dwukrotnie większa:

$$\omega_o < 2 \cdot \omega_{max} \tag{13.14}$$

Po odfiltrowaniu przez filtr dolnoprzepustowy niepożądanych składników procesu mnożenia uzyskujemy pożądany sygnał modulujący u(t). Modulatory synchroniczne są drogimi i skomplikowanymi układami.

- **Demodulacja asynchroniczna** – w przeciwieństwie do demodulacji synchronicznej nie wymaga sygnału odniesienia $u_r(t)$, a polega na wydzieleniu obwiedni sygnału zmodulowanego u(t) w układzie nazywanym detektorem obwiedni. Detektor obwiedni jest układem o nieliniowej charakterystyce prostującej, sygnał na jego wyjściu jest odbiciem wartości chwilowych modułu obwiedni sygnału zmodulowanego. Jego podstawowe zalety to całkowita niewrażliwość na zmiany fazy sygnału zmodulowanego oraz prostota konstrukcji, wysoka sprawność i niezawodność. Warunkiem możliwości wykorzystania jest to, aby obwiednia nie zmieniała znaku, co oznacza, że sygnał wejściowy nie może być przemodulowany (czyli $m \leq 1$). Układy demodulatorów asynchronicznych nadają się do wykorzystania przy modulacji AM. W rozwiązaniach praktycznych są to najczęściej detektory wartości średniej lub szczytowej. Również i w tym przypadku może zachodzić konieczność stosowania wyjściowego filtru dolnoprzepustowego w celu eliminacji niepożądanych produktów detekcji.

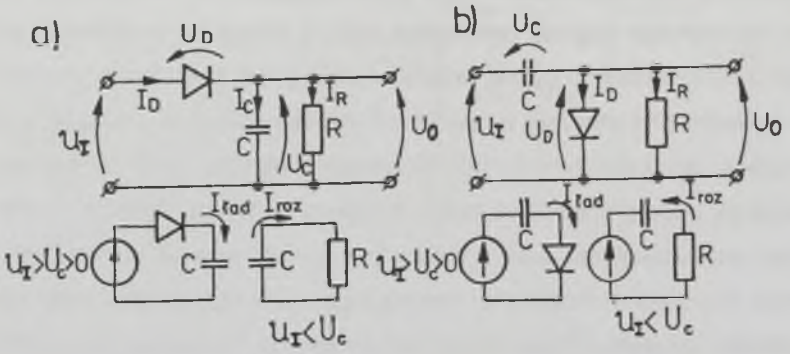
13.2.4. Demodulatory asynchroniczne

Najprostsze rozwiązania detektorów wartości szczytowej, szeregowego i równoległego przedstawiono na rys.13.12a i b. W układzie szeregowym następuje ładowanie kondensatora C przez diodę D w tych momentach czasowych, gdy napięcie wejściowe u_I jest większe od napięcia na kondensatorze U_C. W pozostałym czasie kondensator C rozładowuje się poprzez rezystancję R. Wartości pojemności kondensatora C i rezystancji rezystora R są tak dobrane, aby stała czasowa rozładowania była znacznie większa od czasu ładowania, ale z drugiej strony szybkość zaniku napięcia na kondensatorze musi być większa od szybkości zmian napięcia modulującego (obwiedni napięcia modulowanego). W praktyce przyjmuje się, że szybkość opadania napięcia na kondensatorze C powinna być 1,5 raza większa niż szybkość zmian obwiedni. Uzyskamy to po spełnieniu warunku:

$$R \cdot C \leq \frac{1}{1{,}5 \cdot m \cdot \omega_{max}} \tag{13.15}$$

gdzie: m – współczynnik głębokości modulacji;

ω_{max} – maksymalna pulsacja zmian obwiedni.



Rys. 13.12. Detektory wartości szczytowej: a) szeregowy, b) równoległy

Istotny jest też drugi warunek, aby wartość stałej czasowej RC była znacznie większa od okresu sygnału nośnego:

$$R \cdot C \gg \frac{1}{\Omega} \quad . \tag{13.16}$$

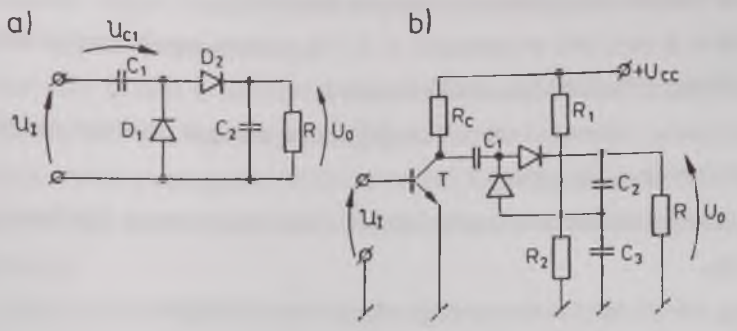
Warunki te można spełnić jednocześnie bez żadnych trudności. Omawiany detektor charakteryzuje się progiem detekcji zależnym od zastosowanej diody, zawartym w granicach U_p = 0,3 – 0,7 V, oraz skutecznością detekcji $\gamma_u \approx 1$, gdy tylko amplituda napięcia wejściowego przekroczy wartość napięcia progowego.

Przez pojęcie skuteczności detekcji γ_u rozumiemy stosunek przyrostu składowej napięcia wyjściowego ΔU_O do przyrostu amplitudy napięcia wejściowego ΔU_I, który ten przyrost spowodował, zgodnie z zależnością:

$$\gamma_U = \frac{\Delta U_O}{\Delta U_I} \tag{13.17}$$

Układ równoległy ma praktycznie te same właściwości. Jedyną istotną różnicą jest to, że w detektorze równoległym prąd przepływa przez źródło sygnału zmodulowanego tak w czasie ładowania, jak i przy rozładowywaniu kondensatora C, podczas gdy w detektorze szeregowym tylko w czasie jego ładowania.

W celu podniesienia skuteczności detekcji można wykorzystać mechanizm powielania napięcia. Układ detektora dwudiodowego przedstawiono na rys.13.13a.



Rys. 13.13. Ulepszone detektory wartości szczytowej: a) dwudiodowy, b) dwudiodowy ze wstępna polaryzacją diod

Detektor ten jest układem podwajacza napięcia wejściowego, ponieważ napięcie wyjściowe U_O jest sumą napięcia wejściowego u_I oraz spadku napięcia na kondensatorze C_1. Dzięki temu skuteczność detekcji γ_u wzrasta prawie dwukrotnie do wartości około 1,7 – 1,8 V, ale jest to okupione około półtorakrotnym wzrostem napięcia progowego (do wartości około 0,5 – 1,1 V). Zastosowanie wstępnej polaryzacji diod (rys.13.13.b) umożliwia istotne obniżenie progu detekcji. W przypadku doboru diod o takich samych prądach nasycenia wartość napięcia progowego spada do około 5 – 15 mV, niezależnie od tego, czy zastosowano diody germanowe czy też krzemowe.

13.3. Tematy sprawdzające

1. Przedstawić i wyjaśnić zasady klasyfikacji systemów modulacji amplitudowej.
2. Przedstawić i wyjaśnić pojęcie modulacji analogowej .
3. Podając odpowiednie przykłady wyjaśnić metodę modulacji amplitudowej AM.
4. Porównać metody modulacji amplitudowej, zwracając szczególną uwagę na ich wady i zalety.
5. Wyjaśnić zasadę działania modulatora bazowego. Podać jego wady i zalety.
6. Wyjaśnić zasadę działania modulatora emiterowego. Podać jego wady i zalety.
7. Wyjaśnić zasadę działania modulatora kolektorowego. Podać jego wady i zalety.
8. Porównać właściwości układów modulatorów: bazowego, emiterowego i kolektorowego. Wybrać układ najlepszy, a wybór uzasadnić.

9. Co to są modulatory „ze zmianą rozpływu prądów"?
10. Jak można w inny (niż w pytaniach 5, 6 i 7) sposób zrealizować układ modulacji amplitudowej ? Podać odpowiedni przykład.
11. Co nazywamy procesem demodulacji ? Jakie warunki powinien spełniać demodulator ? Od czego to zależy ?
12. Przedstawić podstawowe metody demodulacji amplitudowej. Porównać je pomiędzy sobą.
13. Co to są układy detektorów szeregowego i równoległego?
14. Proszę wyjaśnić zasadę działania detektora ze wstępną polaryzacją diod.
15. Proszą wyjaśnić zasadę działania modulatora emiterowego z rys.13.8.
16. Proszą wyjaśnić zasadę działania modulatora kolektorowego z rys.13.10.
17. Przedstawić metodę pomiaru współczynnika głębokości modulacji m.

13.4. Aparatura pomocnicza

Do poznania właściwości układów modulatorów amplitudy służą odpowiednie modele. Pomiary należy przeprowadzić za pomocą następujących przyrządów:

- Generatora funkcyjnego pracującego w zakresie częstotliwości akustycznych (2 sztuki);
- Oscyloskopu dwukanałowego;
- Analizatora widma;
- Miernika zniekształceń nieliniowych.

13.5. Program ćwiczenia

1. Analiza widma sygnału zmodulowanego w układach modulatorów amplitudy:
   a) Po odpowiednim połączeniu badanego modelu modulatora z generatorami sygnałów modulującego i nośnego uzyskany sygnał zmodulowany podać na analizator widma;
   b) Przebadać wpływ amplitudy sygnału modulującego na kształt i rozkład widma sygnału zmodulowanego;

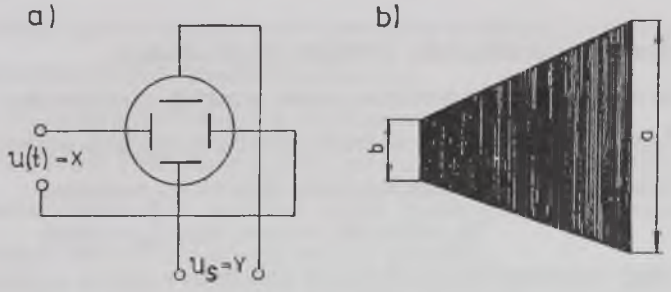
c) Przebadać wpływ częstotliwości sygnału modulującego na kształt i rozkład widma sygnału zmodulowanego.

d) W ten sam sposób przebadać wszystkie dostępne modele modulatorów.

2. Wyznaczanie wartości współczynnika głębokości modulacji m:

Jedną z metod wyznaczania wartości współczynnika głębokości modulacji m jest metoda nazywana „trapezową". W tym celu należy przeprowadzić następujące czynności:

- Ustawić oscyloskop w tryb pracy X - Y;
- Na wejście X podać przebieg zmodulowany u(t) (rys.13.14a);
- Na wejście Y podać przebieg modulujący u_S;
- Odpowiednio ustawić wzmocnienie wzmacniaczy obydwu kanałów X i Y oscyloskopu, tak aby na ekranie uzyskać obraz podobny do przedstawionego na rys.13.14b.
- Zmierzyć przestawione na tym rysunku odcinki a i b.



Rys. 13.14. Sposób pomiaru współczynnika głębokości modulacji m: a) sposób podłączenia oscyloskopu, b) obraz na ekranie oscyloskopu

Długości zmierzonych odcinków są powiązane z amplitudami przebiegów modulującego U_m i zmodulowanego U_S za pomocą następujących zależności:

$$a = 2 \cdot (U_m + U_S) \tag{13.18}$$

$$b = 2 \cdot (U_m - U_S) \tag{13.19}$$

Wartość współczynnika wartości współczynnika głębokości modulacji m można obliczyć następująco:

$$m = \frac{U_S}{U_m} = \frac{a-b}{a+b} \tag{13.20}$$

W dalszej części ćwiczenia należy:

a) Zdjąć charakterystykę zależności współczynnika głębokości modulacji od amplitudy przebiegu modulującego U_S:

$$m = f(U_S) \text{ przy } U_m = \text{const i } f = \text{const}$$

Pomiary przeprowadzić dla kilku wartości amplitud U_m oraz dla kilku wartości częstotliwości sygnału modulującego.

b) Zdjąć charakterystykę zależności współczynnika głębokości modulacji od amplitudy przebiegu modulowanego U_m:

$$m = f(U_m) \text{ przy } U_S = \text{const i } f = \text{const}$$

Pomiary przeprowadzić dla kilku wartości amplitud U_S oraz dla kilku wartości częstotliwości sygnału modulującego.

c) Zdjąć charakterystykę zależności współczynnika głębokości modulacji od częstotliwości przebiegu modulującego:

$$m = f_1(f) \text{ przy } U_m = \text{const i } U_S = \text{const}$$

Pomiary przeprowadzić dla kilku wartości amplitud U_S oraz U_m.

3. Wyznaczanie charakterystyk detektora amplitudowego:

a) Na wejście modelu detektora podać przebieg zmodulowany;

b) Zdjąć charakterystykę zależności amplitudy napięcia wyjściowego (po demodulacji) od wartości współczynnika głębokości modulacji:

$$U_o = f(m) \text{ dla } f = \text{const przy } U_m = \text{const}$$

c) Zdjąć charakterystykę zależności amplitudy napięcia wyjściowego (po demodulacji) od wartości częstotliwości sygnału modulującego:

$$U_o = f_1(f) \text{ przy } U_m = \text{const dla } m = \text{const}$$

4. Pomiar zniekształceń wprowadzanych w procesie modulacji – demodulacji.

Zestawić układ złożony z szeregowo połączonych modeli modulatora i demodulatora. Odpowiednio podłączyć generatory sygnałów modulującego i nośnego. Zwrócić szczególną uwagę na to, aby kanał transmisyjny nie wnosił własnych zniekształceń (dlaczego ?).

- Porównać za pomocą oscyloskopu przebiegi modulujący, zmodulowany i zdemodulowany;
- Za pomocą miernika zniekształceń nieliniowych zmierzyć wartości współczynnika zniekształceń h dla przebiegów: modulującego, zmodulowanego na

wyjściu modulatora, zmodulowanego na wejściu demodulatora, oraz zdemodulowanego;

- Przebadać wpływ współczynnika głębokości modulacji na wartość zniekształceń nieliniowych sygnału zdemodulowanego.

13.6. Tematy do opracowania

1. Analiza widma sygnału zmodulowanego w układach modulatorów amplitudy:
   - Wykreślić widma przebadanych sygnałów zmodulowanych amplitudowo;
   - Na podstawie uzyskanych wyników podać zaobserwowane prawidłowości i porównać przebadane modele modulatorów.
2. Wyznaczanie wartości współczynnika głębokości modulacji m:
   - Wykreślić uzyskane charakterystyki;
   - Określić dopuszczalne wartości współczynnika głębokości modulacji m dla wszystkich przebadanych modeli modulatorów;
   - Określić dolną i górną częstotliwość graniczną przebiegu modulującego dla wszystkich przebadanych modeli modulatorów.
3. Wyznaczanie charakterystyk detektora amplitudowego:
   - Wykreślić wszystkie charakterystyki dla przebadanego układu demodulatora;
   - Na podstawie uzyskanych wyników podać zaobserwowane prawidłowości i określić właściwości przebadanego modelu detektora.
4. Pomiar zniekształceń wprowadzanych w procesie modulacji – demodulacji.
   - Odpowiednio zestawić i zilustrować uzyskane wyniki;
   - Na podstawie uzyskanych wyników podać zaobserwowane prawidłowości oraz wynikające z tego wnioski.
5. Zastanowić się nad uzyskanymi wynikami i na tej podstawie scharakteryzować przebadane modulatory i demodulatory. Dokonać porównawczego zestawienia ich wad i zalet.

13.7. Literatura

1. Zagajewski T.: Układy elektroniki przemysłowej. WNT, Warszawa 1978.
2. Pawłowski J.: Podstawowe układy elektroniczne. Nieliniowe układy analogowe. WKŁ, Warszawa 1979.
3. Gregg D. W.: Podstawy telekomunikacji analogowej i cyfrowej. WNT, Warszawa 1973.
4. Szabatin J.: Podstawy teorii sygnałów. WKŁ, Warszawa 1982.
5. Dudziewicz J.: Podstawy telekomunikacji. WNT, Warszawa 1966.
6. Seely S.: Układy elektroniczne. WNT, Warszawa 1975.
7. Rotkiewicz W., Rotkiewicz P., Zaleski B.: Technika odbioru radiowego. Podstawowe układy wielkiej częstotliwości.. WNT, Warszawa 1973.
8. Rasiukiewicz M., Niedźwiedzki M.: Nieliniowe elektroniczne układy analogowe. WNT, Warszawa 1991.

Ćwiczenie 14

UKŁADY MODULACJI I DEMODULACJI ANALOGOWEJ. Część 2

Modulacja kątowa

14.1. Cel ćwiczenia

W drugim ćwiczeniu z cyklu „Układy modulacji i demodulacji analogowej" przedstawiono zasady modulacji i demodulacji częstotliwości i fazy sygnału nośnego oraz przykłady realizacji odpowiednich układów modulatorów i demodulatorów. Praktyczne realizacje ograniczono do układów modulatorów i demodulatorów częstotliwościowych ze względu na znaczny stopień komplikacji układów związanych z modulacją fazową.

14.2. Wprowadzenie

W omówionych w ćwiczeniu 13 systemach modulacji amplitudowej następowało oddziaływanie sygnałem modulującym na amplitudę sygnału nośnego, podczas gdy jego częstotliwość i faza początkowa nie ulegały zmianie. W ramach kolejnego ćwiczenia przedstawione zostaną systemy modulacji kąta, w których właśnie amplituda sygnału nośnego jest niezmienna w czasie, natomiast sygnał modulujący oddziałuje na wartość kąta fazowego sygnału nośnego.

Sygnał zmodulowany kątowo można zapisać w postaci:

$$u_o(t) = U_m \cdot \cos\Theta(t) \tag{14.1}$$

gdzie: U_m - amplituda sygnału nośnego;

$\Theta(t)$ - faza chwilowa (kąt chwilowy) sygnału nośnego.

W dalszych rozważaniach będziemy korzystać z uogólnionego pojęcia pulsacji, a mianowicie „pulsacji chwilowej" definiowanej zależnością:

$$\Omega_C = \frac{d\Theta(t)}{dt} \tag{14.2}$$

Pulsacja chwilowa Ω_C jest więc miarą szybkości zmian fazy chwilowej w czasie. W szczególnym przypadku, dla stałych wartości pulsacji (Ω = const) i fazy początkowej (φ_0 = const) sygnału nośnego pulsacja chwilowa jest tożsama z pulsacją sygnału nośnego: $\Omega_C = \Omega$ (przypadek modulacji AM).

Sposób uzależnienia fazy chwilowej $\Theta(t)$ sygnału nośnego od sygnału modulującego $u_S(t)$ pozwala na rozróżnienie dwóch zasadniczych rodzajów modulacji kąta:

- **Modulacja fazy (PM)** – ten sposób modulacji ma miejsce, gdy faza chwilowa przyjmuje postać (14.3), co oznacza, że zmiany fazy sygnału modulowanego są proporcjonalne do wartości chwilowej sygnału modulującego:

$$\Theta(t) = \Omega \cdot t + k_p \cdot u_S(t) + \varphi_0 \tag{14.3}$$

gdzie: Ω - pulsacja sygnału nośnego (Ω = const);

φ_0 – faza początkowa;

k_p – współczynnik proporcjonalności.

Biorąc pod uwagę wyrażenie (14.2), pulsacja chwilowa dana jest zależnością:

$$\Omega_{PM}(t) = \Omega + k_p \cdot \frac{du_S(t)}{dt} \tag{14.4}$$

z której wynika, że chwilowe odchylenie częstotliwości nośnej ($\Omega = 2 \cdot \pi \cdot F$) jest proporcjonalne do szybkości zmian (wartości pochodnej) sygnału modulującego względem czasu. Tak więc w przypadku modulacji fazy mamy do czynienia tak ze zmianami fazy, jak i częstotliwości. Podstawowymi parametrami służącymi do opisu tego procesu są:

- Dewiacja fazy, rozumiana jako maksymalna, bezwzględna odchyłka fazy chwilowej od liniowej zmiany fazy:

$$\Delta\Theta = \max\left| \Theta(t) - \Omega \cdot t \right| \tag{14.5}$$

W przypadku modulacji fazy jej wartość wynosi:

$$\Delta\Theta_{PM} = k_p \cdot \max\left| u_S(t) \right| \tag{14.6}$$

- Dewiacja pulsacji, zdefiniowana jako maksymalne, bezwzględne odchylenie pulsacji chwilowej od pulsacji nośnej:

$$\Delta\Omega = \max|\ \Omega(t) - \Omega\ | \tag{14.7}$$

W naszym przypadku wartość tej dewiacji wynosi:

$$\Delta\Omega_{PM} = k_p \cdot \max\left|\frac{du_S(t)}{dt}\right| \tag{14.8}$$

Istnienie zmian częstotliwości sygnału zmodulowanego fazowo jest zjawiskiem niekorzystnym, gdyż szerokość pasma częstotliwości zajmowanego przez zmodulowany w ten sposób sygnał jest zmienna i zależy od częstotliwości sygnału modulującego. Z zależności (14.8) wynika konieczność minimalizacji wartości współczynnika k_p, tak aby spełniony był warunek: $\Delta\Omega_{PM} << 1$.

- **Modulacja częstotliwości (FM)** – jest to sposób modulacji, w którym zmiany częstotliwości Ω sygnału nośnego są proporcjonalne do wartości chwilowej sygnału modulującego, a więc pulsacja chwilowa dana jest wyrażeniem:

$$\Omega_{FM} = \Omega + k_f \cdot u_S(t) \tag{14.9}$$

Natomiast faza chwilowa przyjmuje postać:

$$\Theta(t) = \Omega \cdot t + k_f \cdot \int u_S(t)dt + \varphi_0 \tag{14.10}$$

gdzie: k_f – współczynnik proporcjonalności.

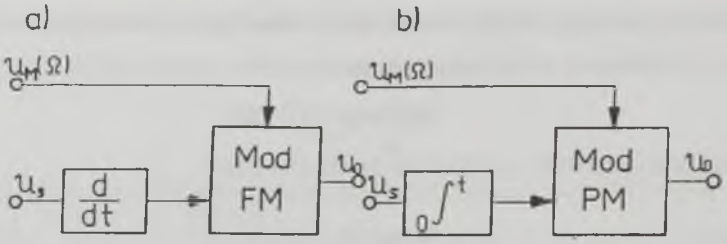
W tym przypadku dewiacja fazy sygnału zmodulowanego kątowo zgodnie z zależnością (14.5) jest równa:

$$\Delta\Theta_{FM} = k_f \cdot \max\left|\int_0^t u_S(t)dt\right| \tag{14.11}$$

natomiast dewiacja pulsacji tego sygnału, biorąc pod uwagę wyrażenie (14.7), przyjmuje postać:

$$\Delta\Omega_{FM} = k_f \cdot \max|\ u_S(t)\ | \tag{14.12}$$

Porównując wyrażenia (14.3) i (14.10) można stwierdzić, że sygnał FM zmodulowany sygnałem $u_S(t)$ jest równy sygnałowi PM zmodulowanemu sygnałem całkowym $\int u_S(t)dt$. Dzięki temu można zrealizować proces modulacji częstotliwości wykorzystując modulator fazy (PM) i układ całkujący sygnał $u_S(t)$ – por. rys.14.1. Możliwe jest też postępowanie odwrotne, tj. realizacja procesu modulacji fazy za pomocą modulatora częstotliwości (FM) i układu różniczkującego sygnał modulujący $u_S(t)$.



Rys. 14.1. Powiązania pomiędzy systemami modulacji fazowej i częstotliwościowej: a) modulacja fazy w modulatorze częstotliwości, b) modulacja częstotliwości w modulatorze fazy

14.2.1. Modulacja PM pojedynczym sygnałem sinusoidalnym

W celu pokazania praktycznych wniosków z przedstawionych rozważań ogólnych zakłada się, że sygnałem modulującym jest pojedynczy sygnał sinusoidalny:

$$u_S(t) = U_S \cdot \cos(\omega \cdot t) \tag{14.13}$$

gdzie: U_S - amplituda sygnału modulującego;

ω - pulsacja sygnału modulującego.

Sygnał zmodulowany takim sygnałem modulującym przybiera postać:

$$u_0(t) = U_m \cdot \left[\Omega \cdot t + k_p \cdot U_S \cdot \cos(\omega \cdot t)\right] \tag{14.14}$$

gdzie: U_m – amplituda sygnału nośnego;

Ω - pulsacja sygnału nośnego.

Dla wyznaczenia widma tego sygnału należy wyrażenie (14.14) rozwinąć w szereg trygonometryczny, którego współczynniki są funkcjami Bessela pierwszego rodzaju rzędu całkowitego. Po uporządkowaniu rozwinięcia otrzymamy następujące wyrażenie:

$$u_0(t) = U_m \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n\left(k_p \cdot U_S\right) \cdot \cos\left[\left(\Omega + n \cdot \omega\right) \cdot t + \frac{n}{2} \cdot \pi\right] \tag{14.15}$$

gdzie: $J_n(x)$ – funkcja Bessela pierwszego rodzaju rzędu całkowitego.

Widmo tego sygnału jest nieskończenie szerokie i składa się z nieskończonej liczby prążków o amplitudach $U_m \cdot J_n(k_p \cdot U_S)$. Przy małych wartościach wskaźnika modulacji $k_p \cdot U_S$ głównymi produktami procesu modulacji fazowej będą: sygnał nośny o pulsacji Ω i amplitudzie $U_m \cdot J_0(k_p \cdot U_S)$ oraz dwie wstęgi boczne o pulsacjach $(\Omega + \omega)$ i $(\Omega - \omega)$ i o amplitudach $U_m \cdot J_1(k_p \cdot U_S)$. Gdy amplituda sygnału modulującego rośnie, to maleje amplituda składowej o pulsacji Ω, pojawiają się za to dwa coraz bardziej odległe

maksima o pulsacjach $(\Omega + n\cdot\omega)$ i $(\Omega - n\cdot\omega)$ i amplitudach $U_m \cdot J_n(k_p \cdot U_S)$. Oznacza to, że główna część energii zajmuje coraz szersze pasmo częstotliwości widma.

Podstawowe wielkości charakteryzujące proces modulacji PM przyjmują następujące postacie:

- dewiacja fazy, która jest zależna od amplitudy U_S sygnału modulującego, a niezależna od jego częstotliwości:

$$\Delta\Theta_{PM} = k_p \cdot U_S = m_p \tag{14.16}$$

Parametr ten nosi nazwę wskaźnika (współczynnika) modulacji fazowej m_p.

- dewiacja pulsacji, która jest proporcjonalna tak do amplitudy U_S, jak i do pulsacji ω sygnału modulującego:

$$\Delta\Omega_{PM} = \omega \cdot k_p \cdot U_S = \omega \cdot \Delta\Theta_{PM} \tag{14.17a}$$

Odpowiada jej dewiacja częstotliwości sygnału modulującego ΔF_{PM}:

$$\Delta F_{PM} = \frac{\Delta\Omega_{PM}}{2 \cdot \pi} = f \cdot k_p \cdot U_S = f \cdot \Delta\Theta_{PM} \tag{14.17b}$$

- szerokość B_{PM} pasma zajmowanego przez sygnał zmodulowany – przez to pojęcie rozumiemy efektywną szerokość pasma, to znaczy taką jego szerokość, w obrębie której przenoszona jest określona część mocy sygnału. Przyjmując jako kryterium przeniesienie 95 % mocy sygnału szerokość pasma można oszacować jako:

$$B_{PM} \approx 2 \cdot \Delta\Theta_{PM} \cdot \omega = 2 \cdot \Delta\Omega_{PM} = 4 \cdot \pi \cdot \Delta F_{PM} \tag{14.18}$$

Warunkiem poprawności tego wyrażenia jest to, aby wartość dewiacji fazy była dostatecznie duża, tj. $\Delta\Theta_{PM} > 10$. W tej sytuacji szerokość pasma jest równa podwojonej dewiacji pulsacji.

W przypadku modulacji PM dowolnym sygnałem i przy tym samym warunku $\Delta\Theta_{PM} > 10$ efektywną szerokość pasma można szacować jako:

$$B_{PM} \approx 2 \cdot \Delta\Theta_{PM} \cdot \omega_{max} \tag{14.18a}$$

gdzie: ω_{max} – graniczna pulsacja sygnału modulującego $u_S(t)$.

Istotną wadą jest tu zależność szerokości kanału transmisyjnego od zmiennej w czasie granicznej pulsacji sygnału ω_{max}.

W porównaniu z systemem AM szerokość pasma jest znacznie większa:

$$B_{PM} \approx \Delta\Theta_{PM} \cdot B_{AM} \tag{14.18b}$$

- Sprawność energetyczna systemu PM jest duża i dla dewiacji fazy $\Delta\Theta_{PM} > 2$ zawiera się w granicach od 80% do 100%.

14.2.2. Modulacja FM pojedynczym sygnałem sinusoidalnym

Zakładamy, że i w tym przypadku sygnał modulujący ma postać (14.13). Po uwzględnieniu zależności (14.10) otrzymamy odpowiednie wyrażenie na sygnał zmodulowany:

$$u_0(t) = U_m \cdot \cos\left[\Omega \cdot t + \frac{k_f \cdot U_s}{\omega} \cdot \sin(\omega \cdot t)\right] \tag{14.19}$$

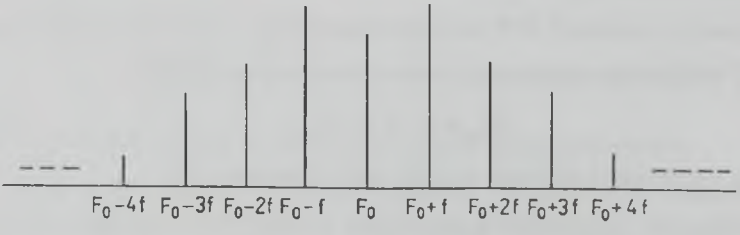
Porównując to wyrażenie z wyrażeniem (14.14) widać, że sygnał FM modulowany sygnałem $u_s(t)$ danym zależnością (14.13) jest równoważny sygnałowi PM modulowanemu sygnałem scałkowanym:

$$w_s(t) = \int u_s(t)dt = \frac{k_f \cdot U_s}{\omega} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

Jeżeli więc sygnał $w_S(t)$ potraktujemy jako nowy sygnał modulujący, to wszystkie wyrażenia zawarte w p.14.2.1, a dotyczące modulacji fazowej będą aktualne. W szczególności wyrażenie opisujące widmo sygnału FM przybiera postać:

$$u_0(t) = U_m \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n\left(\frac{k_p \cdot U_s}{\omega}\right) \cdot \sin\left[(\Omega + n \cdot \omega) \cdot t + \frac{n}{2} \cdot \pi\right] \tag{14.20}$$

Oznacza to, że i w tym przypadku widmo jest nieskończenie szerokie i składa się z nieskończonej ilości prążków o amplitudach $U_m \cdot J_n(k_p \cdot U_S/\omega)$. Właściwości tego widma są takie same jak (14.15), natomiast jego wygląd przedstawiono na rys.14.2.



Rys. 14.2. Widmo sygnału zmodulowanego częstotliwościowo

Podstawowe wielkości charakteryzujące proces modulacji FM przyjmują następujące postacie:

- dewiacja pulsacji jest proporcjonalna do amplitudy sygnału modulującego (rys.14.3):

$$\Delta\Omega_{FM} = k_f \cdot U_S \tag{14.21a}$$

podobnie jak związana z nią dewiacja częstotliwości:

$$\Delta F_{FM} = \frac{k_f}{2 \cdot \pi} \cdot U_S = \frac{\Delta\Omega_{FM}}{2 \cdot \pi} \tag{14.21b}$$

- dewiacja fazy jest odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości sygnału modulującego:

$$\Delta\Theta_{FM} = \frac{\Delta\Omega_{FM}}{\omega} = \frac{k_f \cdot U_S}{f} = m_f \tag{14.22}$$

Parametr ten też nosi nazwę wskaźnika modulacji m_f.

- Szerokość pasma B_{FM} zajmowana przez sygnał FM, przyjmując podobne założenie jak dla modulacji PM, tzn że dewiacja fazy $\Delta\Theta_{FM} > 10$ daje się wyrazić zależnością:

$$B_{FM} \approx 2 \cdot \Delta\Omega_{FM} = 4 \cdot \pi \cdot \Delta F_{FM} \tag{14.23}$$

Nie zależy ona od częstotliwości sygnału modulującego $u_S(t)$ i jest równa podwojonej wartości dewiacji pulsacji.

W przypadku modulacji FM dowolnym sygnałem, przy tym samym warunku $\Delta\Theta_{FM} > 10$ szerokość pasma można oszacować zależnością:

$$B_{FM} \approx 2 \cdot \Delta\Omega_{FM}$$

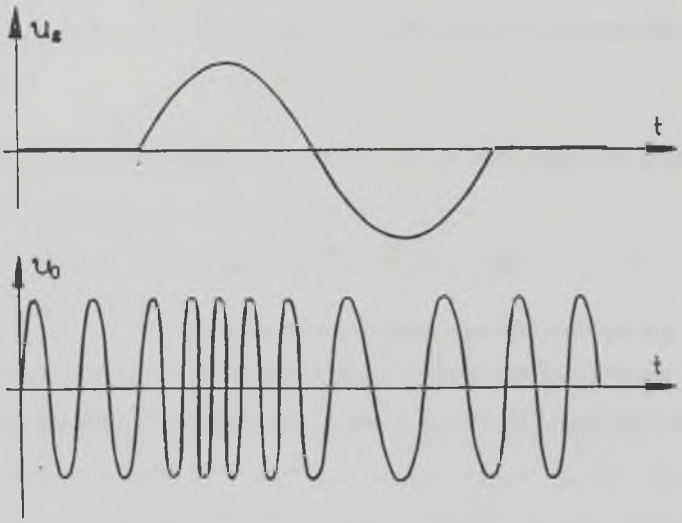
z której wynika, że też jest ona niezależna od częstotliwości sygnału modulującego. Jest to istotna zaleta systemu FM w porównaniu z systemem PM.

W podsumowaniu należy stwierdzić, że w przypadku modulacji pojedynczym sygnałem sinusoidalnym o pulsacji ω rozróżnienie sygnałów zmodulowanych w systemach FM i PM jest niemożliwe! W naszym przypadku (rys.14.3) będzie to ta sama „sinusoida o zmiennej częstotliwości" przesunięta jedynie w fazie o 0,5 π radianów. Oczywiście warunkiem koniecznym jest równość dewiacji faz: $\Delta\Theta_{PM} = \Delta\Theta_{FM}$.

Przy modulacji dowolnym sygnałem nieharmonicznym takie zjawisko nie występuje Natomiast między modulacją w obu systemach istnieje ścisły związek formalny:

$$\text{PM:}\quad \Omega_C = \Omega + k_p \cdot u_S(t) = \frac{d}{dt}\left[\Omega \cdot t + k_p \cdot \int_0^t u_S(\tau)d\tau\right] \tag{14.24a}$$

$$\text{FM:}\quad \Omega_C = \frac{d}{dt}\left[\Omega \cdot t + k_f \cdot u_S(t)\right] = \Omega + k_f \cdot \frac{du_S(t)}{dt} \tag{14.24.b}$$



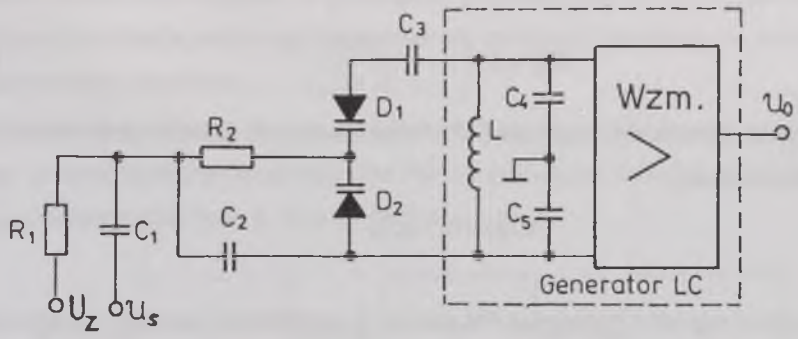
Rys. 14.3. Ilustracja procesu modulacji FM pojedynczym sygnałem sinusoidalnym: a) u_s – sygnał modulujący, b) u_0 – sygnał zmodulowany

14.2.3. Modulator FM

Istnieje wiele metod pozwalających na realizację modulacji częstotliwościowej. Można je podzielić na dwie grupy:

- **metoda bezpośrednia** – jest to metoda wykorzystująca generatory sterowane napięciem sygnału modulującego (generatory typu VCO). Taki generator jest układem zawierającym obwód reaktancyjny, w którym zastosowano element o zmiennej reaktancji. Wartość tej reaktancji zmienia się w takt zmian sygnału modulującego. W przypadku generatorów LC będzie to zmiana pojemności lub rzadziej indukcyjności, w przypadku generatorów RC zmiana wartości pojemności lub rezystancji. W charakterze zmiennej reaktancji można wykorzystywać: lampy reaktancyjne, diody reaktancyjne i waraktory;
- **metoda pośrednia** – jest to metoda wykorzystująca ścisłe formalne związki pomiędzy metodami modulacji FM i PM. Modulator tego typu zbudowany jest z mo-

dulatora fazowego sterowanego scałkowanym w odpowiednim układzie korekcyjnym sygnałem modulującym. Metoda ta wykorzystywana jest przy budowie układów modulatorów FM wyższej klasy, ponieważ procesy generacji sygnału nośnego i samej modulacji są od siebie niezależne. Można więc częstotliwość sygnału nośnego stabilizować za pomocą układów kwarcowych. Niestety, układy te są bardzo skomplikowane technicznie.



Rys. 14.4. Generator Colpittsa w roli modulatora częstotliwości

Na rys.14.4 przedstawiono układ modulatora wykorzystującego metodę bezpośrednią. Jest to układ generatora Colpittsa, w którym obwód rezonansowy $L_1C_4C_5$ zawiera dodatkową gałąź o zmiennej pojemności, składającą się z dwóch diod pojemnościowych D_1 i D_2. Rezystory R_1 , R_2 i kondensatory C_2 i C_3 tworzą obwód polaryzujący, ustalający odpowiedni punkt pracy diod pojemnościowych. Chwilowa pulsacja generatora może być wyrażona za pomocą zależności:

$$\Omega(t) = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{[C_4 + C_0 + \Delta C(t)] \cdot [C_5 + C_0 + \Delta C(t)]}{C_4 + C_5 + 2 \cdot C_0 + 2 \cdot \Delta C(t)}}} \qquad (14.25)$$

gdzie: C_0 – wartość średnia pojemności diod pojemnościowych;

$\Delta C(t)$ – zmiana w czasie pojemności diod pojemnościowych.

Dla uproszczenia rozważań przyjęto, że $C_4 = C_5 = C$. Wówczas można napisać:

$$\Omega(t) = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{2} \cdot L \cdot (C_0 + C)}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Delta C(t)}{C_0 + C}}} \qquad (14.26)$$

Pulsacja generatora w sytuacji braku wysterowania diod D_1, D_2 jest pulsacją sygnału nośnego Ω:

$$\Omega = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{2} \cdot L \cdot (C_0 + C)}} \tag{14.27}$$

Po rozwinięciu w szereg i odpowiednim uporządkowaniu wyrażenie (14.26) przyjmuje postać:

$$\Omega(t) \approx \Omega \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C(t)}{C + C_0}\right) \tag{14.28}$$

Jeżeli sygnał modulujący $u_S(t)$ jest znormalizowany, to zmianę pojemności można opisać zależnością:

$$\Delta C(t) = k_f \cdot u_S(t) \tag{14.29}$$

i w tej sytuacji sygnał z modulacją FM można w przybliżeniu określić wyrażeniem:

$$u_0(t) \approx U_m \cdot \cos\left[\Omega \cdot t + \frac{\Omega \cdot k_f}{2 \cdot (C + C_0)} \cdot \int u_S(t) dt\right] \tag{14.30}$$

Tak więc dewiacja pulsacji w tym przypadku wyniesie:

$$\Delta\Omega_{FM} = \frac{k_f \cdot \Omega}{2 \cdot (C_0 + C)} \tag{14.31}$$

Modulacja bezpośrednia nie umożliwia zwykle uzyskania wystarczającej stabilności częstotliwości nośnej Ω. Zastosowanie w tym celu generatora kwarcowego nie jest rozwiązaniem szczęśliwym, gdyż prowadzi do bardzo małych wartości dewiacji pulsacji $\Delta\Omega_{FM}$.

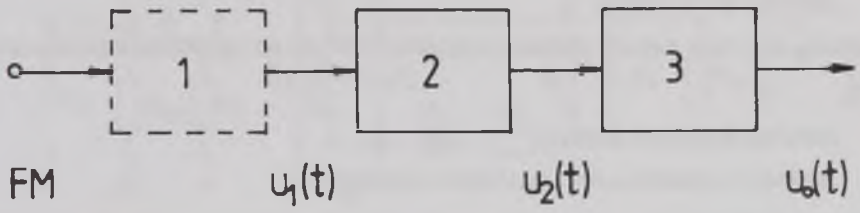
14.2.4. Demodulacja sygnału FM

Spośród wielu istniejących metod demodulacji sygnału FM najbardziej rozpowszechniona jest tzw. „metoda dwuetapowa", składająca się w rzeczywistości najczęściej z trzech etapów, z tym że etap pierwszy pełni rolę pomocniczą i nie zawsze musi występować. Metodę tę można przedstawić następująco:

- Ograniczanie amplitudy sygnału FM: rzeczywisty sygnał FM podlega w kanale transmisyjnym pasożytniczej modulacji amplitudy. Jest to spowodowane zakłóceniami i zanikami oraz wpływem stosowanych układów filtrujących. Ponieważ większość demodulatorów FM jest wrażliwa tak na zmiany pulsacji

chwilowej, jak i amplitudy sygnału demdulowanego, to konieczne jest eliminowanie tej pasożytniczej modulacji. W tym celu stosuje się układy ograniczników amplitudy.

- Dyskryminacja częstotliwości: jest to proces przetwarzania sygnału FM na sygnał zmodulowany amplitudowo, w którym obwiednia sygnału nośnego zmienia się proporcjonalnie do sygnału modulującego $u_S(t)$. Innymi słowy, jest to proces uzyskiwania sygnału o podwójnej modulacji AM-FM, co wyjaśnia konieczność wstępnej eliminacji pasożytniczej modulacji amplitudy w układach ograniczników amplitudy.
- Demodulacja amplitudy: proces wydzielania sygnału modulującego $u_S(t)$ z sygnału o kombinowanej modulacji AM-FM za pomocą detekcji synchronicznej lub asynchronicznej (por. p.13.2.3 i 13.2.4).



Rys. 14.5. Schemat blokowy demodulatora FM: 1 – ogranicznik amplitudy, 2 – układ dyskryminatora częstotliwości, 3 – układ dyskryminatora amplitudy

Schemat blokowy układu demodulatora zamieszczono na rys.14.5. Układy ograniczników amplitudy omówiono w ćwiczeniu 12. W roli dyskryminatora częstotliwości wykorzystuje się układy różniczkujące. Jeżeli sygnał wejściowy $u_1(t)$ ma postać:

$$u_1(t) = U_1 \cdot \cos\left(\Omega \cdot t + \Delta\Omega \cdot \int_0^t f(\tau)\,d\tau\right) \tag{14.32}$$

gdzie: f(t) – sygnał modulujący,

to na wyjściu układu różniczkującego (2) otrzymamy:

$$u_2(t) = k_d \cdot U_1 \cdot [\Omega + \Delta\Omega \cdot f(t)] \cdot \sin\left[\Omega \cdot t + \Delta\Omega \cdot \int_0^t f(\tau)\,d\tau\right] \tag{14.33}$$

Wyrażenie to przedstawia sygnał o podwójnej modulacji AM-FM, przy czym obwiednia AM dana wyrażeniem (14.34) jest dokładną repliką pulsacji chwilowej $\Omega_i(t)$:

$$u_{2AM}(t) = k_d \cdot U_1 \cdot [\Omega + \Delta\Omega \cdot f(t)] = k_d \cdot U_1 \cdot \Omega_i(t) \tag{14.34}$$

Sygnał $u_2(t)$ podawany jest do układu dyskryminatora amplitudy. W przypadku zastosowania detektora wartości szczytowej otrzymamy sygnał wyjściowy, dany zależnością (14.34), a więc obwiednię sygnału AM. Do różniczkowania sygnału o modulacji FM wykorzystuje się nietypowe układy różniczkujące ze względu na stosowane częstotliwości sygnału nośnego.

14.2.5. Demodulatory FM

Układy elektroniczne realizujące proces demodulacji sygnałów zmodulowanych częstotliwościowo nazywamy demodulatorami częstotliwości. Do grupy modulatorów działających na zasadzie omówionej w poprzednim punkcie należą:

- dyskryminator częstotliwościowy;
- dyskryminator fazowy;
- detektor stosunkowy.

Istnieją też inne metody detekcji sygnałów FM i tu do najczęściej stosowanych należą:

- detektor koincydencyjny;
- detektor częstotliwości z licznikiem impulsów.

Do najważniejszych parametrów służących do opisu właściwości demodulatorów należą:

- czułość demodulatora, określająca nachylenie roboczej charakterystyki statycznej, dana zależnością:

$$S = \frac{\Delta U_0}{\Delta \Omega}$$

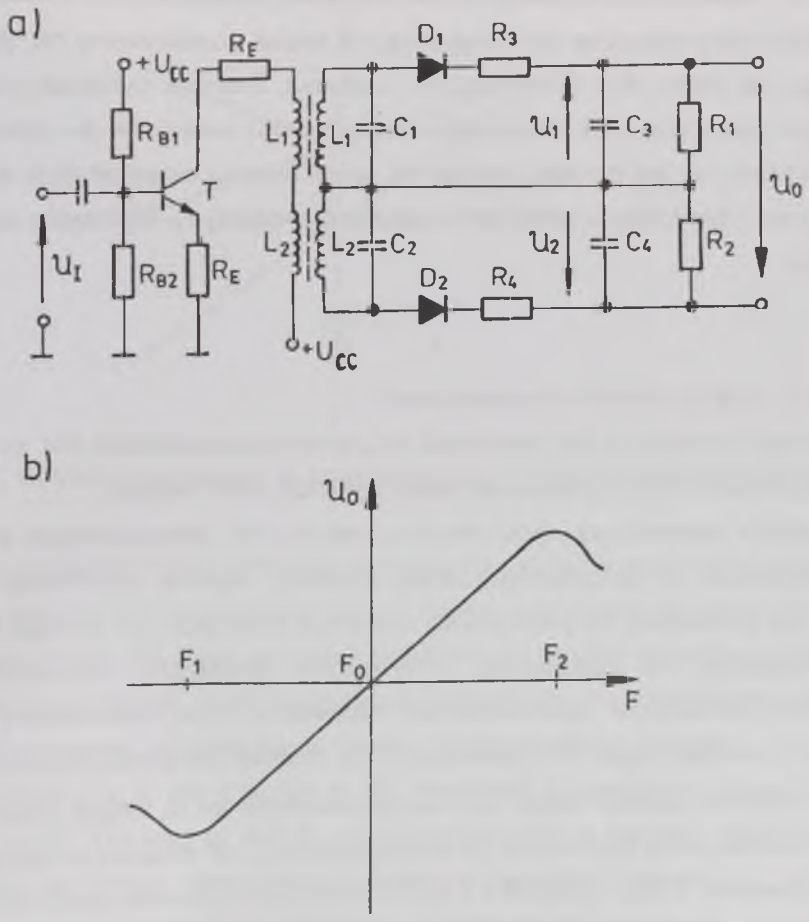
- dynamika, określająca szerokość przedziału zmian pulsacji, w którym zależność $U_0 = f(\Delta\Omega)$ jest bliska prostoliniowej:

$$2 \cdot \Delta F_{FM} = F_2 - F_1$$

Im większe są wartości obu wymienionych parametrów, tym lepsze właściwości posiada detektor FM.

Dyskryminator częstotliwościowy (dyskryminator amplitudowy, detektor częstotliwościowy) – jest to układ wykorzystujący w procesie detekcji różnorodne układy LC lub RC, których moduł transmitancji posiada znaczne, liniowe nachylenie charakterystyki w otoczeniu częstotliwości nośnej F_0. W praktyce wykorzystywane są układy rezonansowe o częstotliwości rezonansowej tak odstrojonej od częstotliwości

F_0, aby możliwa była detekcja na zboczu krzywej rezonansowej. W celu eliminacji parzystych harmonicznych z sygnału wyjściowego odpowiednio zestawia się dwa obwody rezonansowe wraz z przeciwsobnie połączonymi detektorami szczytowymi. Obwody te posiadają takie same co do wartości odstrojenia od częstotliwości nośnej F_0, ale na przeciwnych zboczach krzywej rezonansowej. Przykładowe rozwiązanie zamieszczono na rys.14.6a. W układzie tym obwody rezonansowe L_1, C_1 i L_2, C_2 pełnią rolę dyskryminatorów częstotliwościowych przetwarzających sygnał FM na AM-FM. Obwody te mają maksima charakterystyk amplitudowych nastrojone



Rys. 14.6. Dyskryminator częstotliwościowy (amplitudowy): a) schemat ideowy, b) charakterystyka statyczna

odpowiednio na częstotliwości F_1 i F_2. Częstotliwości te są tak dobrane, aby spełnione były następujące warunki:

$$F_0 = \frac{1}{2} \cdot (F_1 + F_2)$$

$$2 \cdot \Delta F_{FM} < F_2 - F_1$$

Z kolei elementy D_1, R_3, C_3, R_1 i D_2, R_4, C_4, R_2 to przeciwsobnie połączone detektory szczytowe. Napięcie wyjściowe $u_0(t)$ takiego układu jest równe różnicy napięć wyjściowych detektorów szczytowych:

$$u_0(t) = K \cdot (u_2 - u_1) \tag{14.35}$$

gdzie: K – współczynnik proporcjonalności nazywany wydajnością demodulacji.

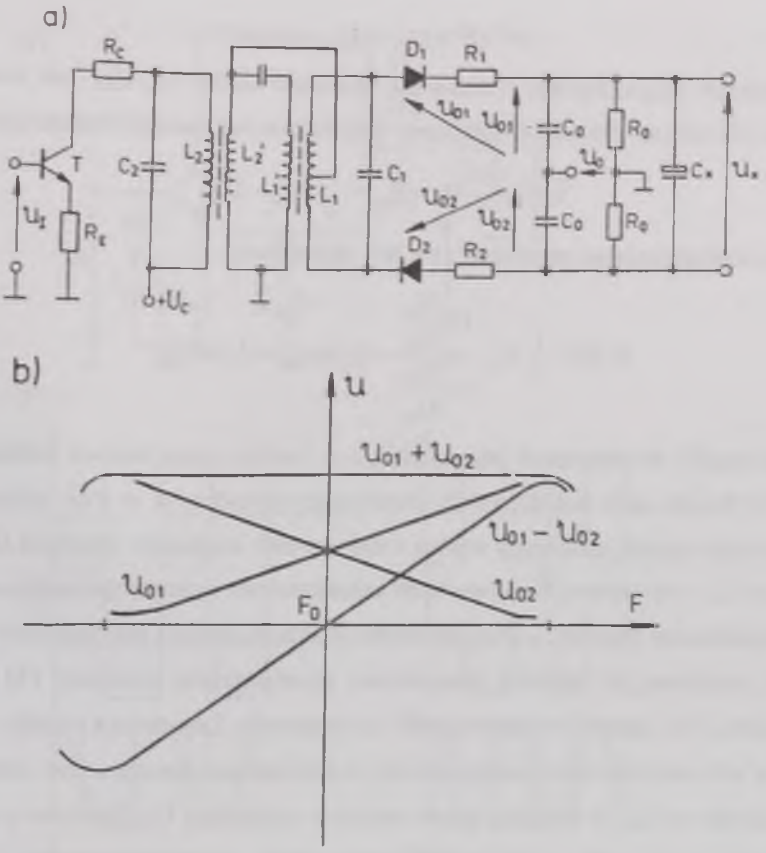
Charakterystyka statyczna dyskryminatora ma kształt przedstawiony na rys.14.6b i zawiera, jak widać, dwa „przeciwsobnie" maksima. Detekcja występuje na zboczu łączącym oba wierzchołki. W przypadku prawidłowego zestrojenia obu obwodów rezonansowych, co jest trudnym problemem, część robocza charakterystyki statycznej jest liniowa i symetryczna względem częstotliwości nośnej F_0. Wymaga to spełnienia warunku:

$$\frac{F_2 - F_1}{F_0} = \frac{1{,}22}{Q}$$

gdzie: Q – dobroć obwodów rezonansowych.

Wadą tego rozwiązania jest wrażliwość na pasożytniczą modulację AM, co pociąga za sobą konieczność poprzedzania układu ogranicznikiem napięcia.

Detektor stosunkowy – jest układem detektora FM, którego napięcie wyjściowe jest niezależne od dynamicznych zmian amplitudy napięcia wejściowego, a więc układ jest niewrażliwy na pasożytnicze modulacje amplitudy i nie wymaga stosowania wstępnego jej ogranicznika. Przykładowe rozwiązanie zamieszczono na rys.14.7a. Dynamiczne ograniczanie jest zapewnione przez zastosowanie kondensatora C_x o dużej, rzędu μF, pojemności. Przy zmianach amplitudy sygnału wejściowego chwilowe wartości napięć u_{01} i u_{02} na kondensatorze C_0 ulegają zmianie, natomiast wartość sumy tych napięć na kondensatorze C_x ze względu na dużą wartość stałej czasowej $2 \cdot R_0 C_x$ (rzędu 0,1 – 0,2 s) praktycznie pozostaje stała. W prezentowanym układzie sygnał zmodulowany częstotliwościowo jest przetwarzany na sygnał z modulacją fazową, a następnie modulacja fazy jest przekształcana na modulację amplitudy. Proces ten ma miejsce w filtrze pasmowym złożonym z dwóch obwodów rezonansowych L_2, C_2 i L_1, C_1 odpowiednio wzajemnie sprzężonych. Są one



Rys. 14.7. Detektor stosunkowy: a) schemat ideowy, b) charakterystyka statyczna

dostrojone do tej samej częstotliwości rezonansowej równej częstotliwości nośnej F_0. Przy tej częstotliwości przesunięcie fazowe między napięciami na obwodach rezonansowych wynosi 90°. Wraz ze zmianą częstotliwości sygnału wejściowego zmienia się przesunięcie fazowe. Jeżeli częstotliwość sygnału FM jest mniejsza od częstotliwości rezonansowej, to przesunięcie fazowe między napięciem obwodu L_2, C_2 a napięciem obwodu L_1, C_1 jest mniejsze od 90°. Natomiast w przeciwnym przypadku jest większe od 90°. Tak więc do diod D_1 i D_2 doprowadzane są napięcia, których amplituda zależy od różnicy przesunięcia fazowego w obwodach pierwotnym i wtórnym filtra pasmowego. Diody te są połączone w przeciwnych kierunkach, a ponieważ otrzymane napięcia U_{D1} i U_{D2} znajdują się w przeciwnych fazach, to napięcie wyjściowe U_x jest sumą amplitud napięć U_{D1} i U_{D2} uzyskanych na pojemnościach C_0 detektorów szczytowych:

$$U_x = U_{01} + U_{02} = \text{const} \tag{14.36}$$

Przy zmianach częstotliwości zmienia się stosunek napięć U_{01}/U_{02} (nie zmienia się natomiast ich suma!). Napięcie wyjściowe $u_0(t)$ można wyznaczyć następująco:

$$u_0(t) = \frac{1}{2} \cdot U_x - U_{01} = \frac{1}{2} \cdot (U_{02} - U_{01})$$

następnie, uwzględniając zależność (14.36), otrzymamy:

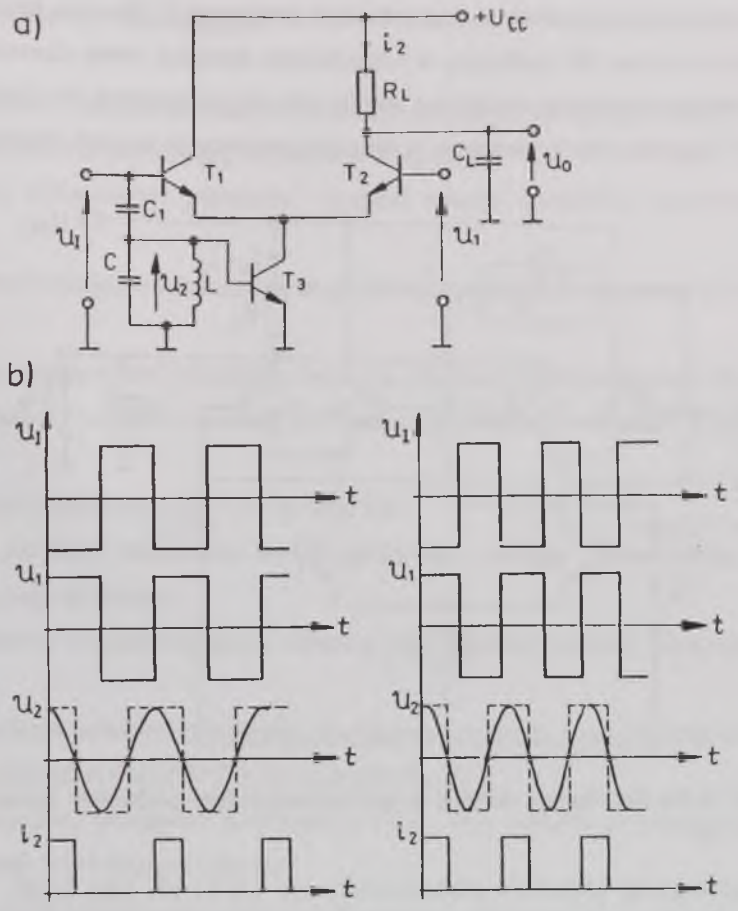
$$U_0(t) = \frac{1}{2} \cdot U_x \cdot \frac{1 - \frac{U_{01}}{U_{02}}}{1 + \frac{U_{01}}{U_{02}}} = f_1(\Delta\Theta_{PM}) = f_2(\Delta F_{FM}) \tag{14.37}$$

Przebiegi napięć w detektorze stosunkowym w funkcji częstotliwości przedstawiono na rys.14.7.b. Do wad układu należy możliwość wchodzenia w stan odcięcia diod, w sytuacji gdy sygnał wejściowy ma za małą wartość względem napięcia U_x na kondensatorze C_x – co prowadzi do pewnych zniekształceń sygnału demodulowanego.

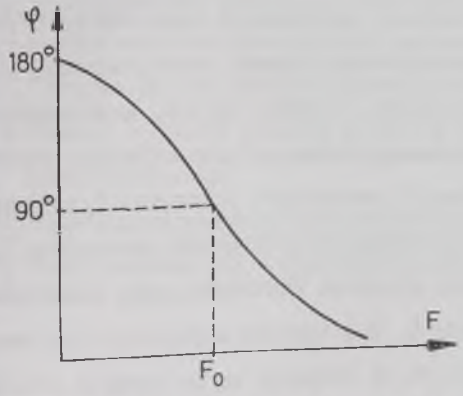
Dyskryminator fazowy – (dyskryminator Fostera-Seelya) jest układem wykorzystującym, podobnie jak detektor stosunkowy, przetwarzanie modulacji FM na PM, a następnie na AM i detekcji w detektorach szczytowych. Zasadnicza różnica układowa polega na tym, że obie diody połączone są w tym samym kierunku i nie wykorzystuje się kondensatora C_x. W związku z tym napięcie wyjściowe U_0 (zbierane z tych zacisków co napięcie U_x na rys.14.7a) jest sumą napięć na kondensatorach C_0 obu detektorów szczytowych. W efekcie amplituda napięcia zdemodulowanego jest dwukrotnie większa niż w detektorze stosunkowym, a więc ma on większą czułość. Niestety wymaga dobrego ogranicznika amplitudy.

W przypadku omawianych dyskryminatorów bardzo istotny jest sposób wykonania cewek obwodów rezonansowych, właściwe ich zestrojenie oraz dobór identycznych diod detekcyjnych.

Detektor koincydencyjny – (detektor iloczynowy, detektor kwadraturowy) jest układem demodulatora częstotliwościowego, w którym proces detekcji jest przeprowadzany za pomocą układów bramkujących, co oznacza, że sygnał wyjściowy pojawia się tylko w sytuacji, gdy do obu wejść układu bramkującego jednocześnie dochodzą sygnały o właściwej polaryzacji. Przykład rozwiązania przedstawiono na rys.14.8a. Jest to układ mnożący dwa sygnały analogowe, z których jeden jest opóźniony w czasie względem drugiego. Opóźnienie w czasie jest realizowane za pomocą przesuwnika fazowego L_1, C, L o charakterystyce fazowej pokazanej na



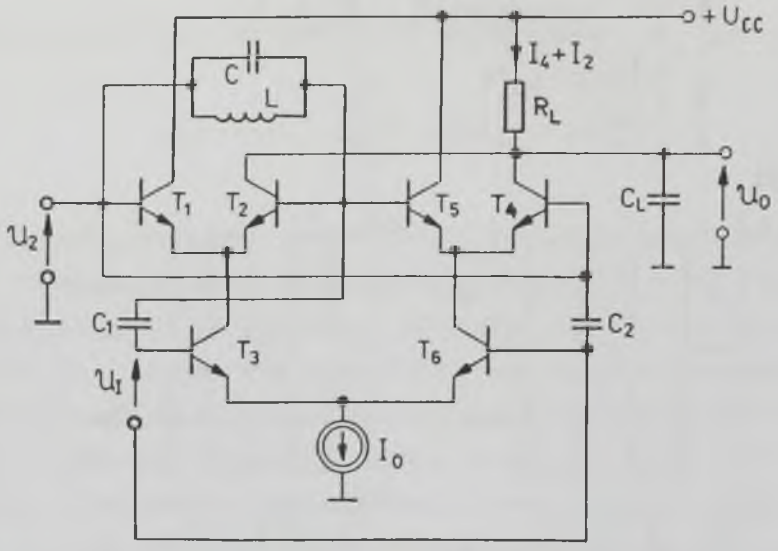
Rys. 14.8. Charakterystyka fazowa przesuwnika fazy C_1LC



Rys. 14.9. Charakterystyka fazowa przesuwnika fazy C_1LC

rys.14.9 i dla częstotliwości nośnej F_0 wynosi 90°. Analiza przebiegów czasowych z rys.14.8b umożliwia stwierdzenie, że prąd kolektora i_2 tranzystora T_2 płynie tylko wtedy, gdy napięcia u_1 (sygnał odniesienia) i u_2 (sygnał FM) mają wartość dodatnią. Na wyjściu układu otrzymamy ciąg impulsów o szerokości zależnej od zmian kąta fazowego Θ pomiędzy obu sygnałami

u_1 i u_2 , a więc proporcjonalnie do częstotliwości chwilowej F. Ten ciąg impulsów należy przepuścić przez filtr całkujący o odpowiednio dobranej stałej czasowej całkowania. W efekcie uzyskamy napięcie o amplitudzie proporcjonalnej do częstotliwości chwilowej F sygnału zmodulowanego, a więc do pierwotnego sygnału modulującego.



Rys. 14.10. Schemat ideowy detektora koincydencyjnego podwójnie zrównoważonego

Inne rozwiązanie układowe przedstawiono na rys.14.10. Jest to tak zwany detektor podwójnie zrównoważony, w którym wykorzystano podwójnie zrównoważony układ mnożenia analogowego. Do wejść tranzystorów T_3 i T_6 doprowadza się symetryczny sygnał u_i zmodulowany częstotliwościowo, natomiast do wejść tranzystorów T_1 i T_4 oraz T_2 i T_5 symetryczny sygnał z zewnętrznego obwodu rezonansowego LC, którego zadaniem jest odpowiednie przesunięcie w czasie sygnału wejściowego. Przesunięcie fazowe tego obwodu rezonansowego zależy od częstotliwości chwilowej F sygnału FM , a dla częstotliwości nośnej F_o wynosi 90°. Tranzystor T_2 przewodzi wtedy, gdy przewodzi tranzystor T_3. W tym czasie nie przewodzą tranzystory T_4 i T_6. W następnej połowie okresu sytuacja jest odwrotna. Ponieważ prądy kolektorów tranzystorów T_1 i T_4 sumują się na obciążeniu R_L, to w sygnale wyjściowym jest dwukrotnie więcej impulsów niż w układzie z rys.14.7a. Oznacza to, że napięcie zdemodulowane u_o , po przejściu przez układ całkujący ma dwukrotnie większą amplitudę. Układy te jest stosunkowo łatwo realizować w technice monolitycznej.

14.3. Tematy sprawdzające

1. Przedstawić i wyjaśnić zasady klasyfikacji systemów modulacji kątowej.
2. Przedstawić i wyjaśnić pojęcie pulsacji chwilowej.
3. Podając odpowiednie przykłady, wyjaśnić metodę modulacji częstotliwościowej FM.
4. Porównać metody modulacji kątowej, zwracając szczególną uwagę na ich wady i zalety.
5. Podając odpowiednie przykłady, wyjaśnić metodę modulacji fazowej PM.
6. Przedstawić i wyjaśnić związki zachodzące pomiędzy systemami modulacji PM i FM.
7. Wyjaśnić klasyfikację metod modulacji FM.
8. Podać przykład modulatora wykorzystującego metodę bezpośrednią. Wyjaśnić zasadę jego działania.
9. Przedstawić i wyjaśnić pojęcia: dewiacji fazy, dewiacji pulsacji i dewiacji częstotliwości.
10. Jak wygląda problem szerokości pasma zajmowanego przez sygnał zmodulowany w systemach FM i PM ? A jak w systemie AM ?
11. Co nazywamy procesem demodulacji FM? Jakie warunki powinien spełniać demodulator ? Od czego to zależy ?
12. Przedstawić podstawowe metody demodulacji sygnału FM. Porównać je pomiędzy sobą.
13. Co to są układy detektorów częstotliwościowego, fazowego i stosunkowego?
14. Proszę wyjaśnić zasadę działania detektora koincydencyjnego.
15. Proszą wyjaśnić zasadę działania dyskryminatora Fostera-Seelya.
16. Proszą wyjaśnić zasadę działania demodulatora koincydencyjnego podwójnie zrównoważonego.
17. Przedstawić budowę układu scalonego UL 1042.
18. Podobieństwa i różnice pomiędzy detektorami stosunkowym i fazowym.

14.4. Aparatura pomocnicza

Do poznania właściwości układów modulatorów częstotliwościowych służą odpowiednie modele. Pomiary należy przeprowadzić za pomocą następujących przyrządów:

- Generatora wyposażonego w układy modulacji AM i FM.
- Oscyloskopu dwukanałowego;
- Analizatora widma;
- Miernika zniekształceń nieliniowych;
- Wobuloskopu;
- Częstościomierza;
- Zasilacza regulowanego.

14.5. Program ćwiczenia

1. Badanie układu modulatora częstotliwościowego:
   a) Zestawić odpowiedni, uzgodniony z osobą prowadzącą układ pomiarowy.
   b) Przebadać wpływ napięcia polaryzującego diodę pojemnościową na częstotliwość przebiegu generowanego przez układ modulatora: $F = f(U_z)$.
   c) Przebadać wpływ amplitudy sygnału modulującego na wartość dewiacji częstotliwości $\Delta F_{FM} = f(U_m)$. W tym celu zdjąć rodzinę charakterystyk częstotliwości przebiegu wyjściowego w funkcji amplitudy napięcia modulującego. Jako parametr przyjąć co najmniej trzy różne punkty pracy diody pojemnościowej.
   d) Przebadać wpływ częstotliwości sygnału modulującego na wartość dewiacji częstotliwości $\Delta F_{FM} = g(f)$. Jako parametr przyjąć co najmniej trzy różne wartości amplitud sygnału modulującego.
   e) Dokonać pomiaru widma sygnału zmodulowanego częstotliwościowo dla kilku wartości amplitudy i częstotliwości sygnału modulującego.
2. Badanie układów demodulatorów częstotliwościowych:
   a) Zdjąć charakterystyki napięcia wyjściowego w funkcji zmian częstotliwości sygnału nośnego F dla wszystkich dostępnych na stanowisku demodulato-

rów. (Oczywiście w trakcie tych pomiarów nie podajemy na wejście sygnału modulującego).

b) Zdjąć charakterystyki przejściowe $U_o = f(U_i)$ dla wszystkich dostępnych na stanowisku demodulatorów. (Oczywiście również w trakcie tych pomiarów nie podajemy na wejście sygnału modulującego.) Pomiary przeprowadzić dla kilku wartości częstotliwości F.

c) W układzie detektora koincydencyjnego wyznaczyć zmiany przesunięcia fazy przy zmianach częstotliwości przesuwnika fazowego.

d) W układzie detektora koincydencyjnego zaobserwować przebiegi czasowe napięć: wejściowego i wyjściowego bloku przesuwnika fazowego, oraz wyjściowego całego układu.

e) W układzie detektora amplitudowego zaobserwować przebiegi prądów płynących przez diody detekcyjne.

f) W układzie detektora stosunkowego zaobserwować przebiegi prądów płynących przez diody detekcyjne.

g) Dla wszystkich układów badanych dyskryminatorów zmierzyć poziom zniekształceń nieliniowych przebiegu zdemodulowanego. Pomiarów dokonać dla kilku wartości amplitudy i częstotliwości przebiegu modulującego.

h) Układy dyskryminatorów amplitudowego i stosunkowego zasilić sygnałem zmodulowanym amplitudowo (AM). Za pomocą oscyloskopu obejrzeć sygnał zdemodulowany.

14.6. Tematy do opracowania

1. Badanie układu modulatora częstotliwościowego:
   - Wykreślić wszystkie uzyskane rodziny charakterystyk, tj: $F = f(U_z)$, $\Delta F_{FM} = f(U_m)$, $\Delta F_{FM} = g(f)$.
   - Na podstawie uzyskanych wyników podać zaobserwowane prawidłowości i wynikające z tego wnioski.
2. Badanie układów demodulatorów częstotliwościowych:
   - Wykreślić wszystkie uzyskane rodziny charakterystyk, tj.: $U_o = f(F)$, $U_{D1} = f(F)$, $U_{D2} = f(F)$, $U_o = f(U_i)$, $U_{D1} = f(U_i)$, $U_{D2} = f(U_i)$, $h = g(f)$, $h = f(U_i)$ i $\varphi = f(F)$.

- Na podstawie uzyskanych wyników podać zaobserwowane prawidłowości i wynikające z tego wnioski;
- Określić zakres liniowej pracy przebadanych modeli modulatorów i demodulatorów;
- Porównać właściwości przebadanych modeli demodulatorów, zwracając szczególną uwagę na różnice wynikające z teorii oraz z własnych pomiarów.

3. Narysować widma sygnału zmodulowanego częstotliwościowo dla kilku wartości amplitudy i częstotliwości sygnału modulującego. Zinterpretować uzyskane wyniki.
4. Narysować, odpowiednio zestawiając przebiegi napięć z detektora koincydencyjnego.
5. Narysować, odpowiednio zestawiając przebiegi napięć z detektorów amplitudowego i stosunkowego.
6. Zastanowić się nad uzyskanymi wynikami i na tej podstawie scharakteryzować przebadane modulatory i demodulatory. Dokonać porównawczego zestawienia ich wad i zalet.

14.7. Literatura

1. Zagajewski T.: Układy elektroniki przemysłowej. WNT, Warszawa 1978.
2. Pawłowski J.: Podstawowe układy elektroniczne. Nieliniowe układy analogowe. WKŁ, Warszawa 1979.
3. Gregg D. W.: Podstawy telekomunikacji analogowej i cyfrowej. WNT, Warszawa 1973.
4. Szabatin J.: Podstawy z teorii sygnałów. WKŁ, Warszawa 1982.
5. Dudziewicz J.: Podstawy telekomunikacji. WNT, Warszawa 1966.
6. Seely S.: Układy elektroniczne. WNT, Warszawa 1975.
7. Rotkiewicz W., Rotkiewicz P., Zaleski B.: Technika odbioru radiowego. Podstawowe układy wielkiej częstotliwości.. WNT, Warszawa 1973.
8. Rasiukiewicz M., Niedźwiedzki M.: Nieliniowe elektroniczne układy analogowe. WNT, Warszawa 1991.
9. Lurch N.E.: Podstawy techniki elektronicznej. PWN, Warszawa 1974.

DODATEK 1

PARAMETRY METROLOGICZNE PRZYRZĄDÓW POMIAROWYCH

Multimetr V561

Funkcja	Zakres		Rozdzielczość „w"		K_L[%]	n	Błąd pomiaru
Napięcie stałe	mV	200	mV	0,1	0,5	1	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + w$
	V	2	mV	1			
	V	20	mV	10			
	V	200	mV	100			
	V	1000	V	1			
Napięcie przemienne	mV	200	mV	0,1	1,0	5	$1{,}0 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	V	2	mV	1			
	V	20	mV	10			
	V	200	mV	100			
	V	750	V	1			
Prąd stały	µA	200	µA	0,1	0,5	3	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 3 \cdot w$
	mA	2	µA	1			
	mA	20	µA	10			
	mA	200	µA	100			
	A	10	mA	1	1,5	3	
Prąd przemienny	mA	2	µA	1	1,5	5	$1{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	mA	20	µA	10			
	mA	200	µA	100			
	A	2	mA	1			
	A	10	mA	10	2,0	5	
Rezystancja	Ω	200	Ω	0,1	0,5	5	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	kΩ	2	Ω	1			
	kΩ	20	Ω	10			
	kΩ	200	Ω	100			
	MΩ	2	kΩ	1			
	MΩ	20	kΩ	10			

α - wskazanie miernika
w – rozdzielczość
n – mnożnik
K_L – klasa miernika cyfrowego

Multimetr V562

Funkcja	Zakres		Rozdzielczość „w”		K_L[%]	n	Błąd pomiaru
Napięcie stałe R_{WE} = 10 MΩ	mV	200	mV	0,1	0,5	1	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + w$
	V	2	mV	1			
	V	20	mV	10			
	V	200	mV	100			
	V	2000	V	1			
Napięcie przemienne 40Hz-20kHz R_{WE} = 10 MΩ C_{WE} = 75 pF	mV	200	mV	0,1	1,0	5	$1{,}0 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	V	2	mV	1			
	V	20	mV	10			
	V	200	mV	100			
	V	2000	V	1			
Napięcie przemienne 20kHz-100kHz R_{WE} = 10 MΩ C_{WE} = 75 pF	mV	200	mV	0,1	1	10	
	V	2	mV	1	5	10	$5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 10 \cdot w$
	V	20	mV	10			
	V	200	mV	100			
	V	2000	V	1			
Prąd stały (spadek napięcia 200-800 mV)	µA	200	µA	0,1	0,5	2	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 2 \cdot w$
	mA	2	µA	1			
	mA	20	µA	10			
	mA	200	µA	100			
	A	2	mA	1			
Prąd przemienny 40Hz-10kHz (spadek napięcia 200-800 mV)	µA	200	µA	0,1	1,0	5	$1{,}0 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	mA	2	µA	1			
	mA	20	µA	10			
	mA	200	µA	100			
	A	2	mA	1			
Rezystancja	Ω	20	Ω	0,01	0,5	5	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	Ω	200	Ω	0,1			
	kΩ	2	Ω	1			
	kΩ	20	Ω	10			
	kΩ	200	Ω	100			
	MΩ	2	kΩ	1			
	MΩ	20	kΩ	10			
Pojemność	nF	20	pF	10	1,0	5	$1{,}0 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	nF	200	nF	0,1			
	µF	2	nF	1			
	µF	20	nF	10			

α - wskazanie miernika
w – rozdzielczość
n – mnożnik
K_L – klasa miernika cyfrowego

Multimetr V560

Funkcja	Zakres		Rozdzielczość „w"		K_L[%]	n	Błąd pomiaru
Napięcie stałe R_{WE} = 10 MΩ	mV	100	µV	10	0,1	5	$0{,}1 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	V	1	µV	100			
	V	10	mV	1	0,2		$0{,}2 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	V	100	mV	10			
	V	1000	mV	100			
Napięcie przemienne 30Hz-10kHz R_{WE} = 1 MΩ C_{WE} = 75 pF	mV	100	µV	10	0,5	20	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 20 \cdot w$
	V	1	µV	100			
	V	10	mV	1			
	V	100	mV	10			
	V	1000	mV	100			
Napięcie przemienne 10kHz-100kHz R_{WE} = 1 MΩ C_{WE} = 75 pF	mV	100	µV	10	5	50	$5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 50 \cdot w$
	V	1	µV	100			
	V	10	mV	1			
	V	100	mV	10			
	V	1000	mV	100			
Prąd stały (spadek napięcia 100 mV)	µA	100	nA	10	0,5	5	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 5 \cdot w$
	mA	1	nA	100			
	mA	10	µA	1			
	mA	100	µA	10			
	A	1	µA	100			
Prąd przemienny 30Hz-10kHz (spadek napięcia 100 mV)	µA	100	nA	10	0,5	20	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 20 \cdot w$
	mA	1	nA	100			
	mA	10	µA	1			
	mA	100	µA	10			
	A	1	µA	100			
Rezystancja	Ω	10	mΩ	1	0,5	20	$0{,}5 \cdot \frac{\alpha}{100} + 20 \cdot w$
	Ω	100	mΩ	10			
	kΩ	1	mΩ	100			
	kΩ	10	Ω	1			
	kΩ	100	Ω	10			
	MΩ	1	Ω	100			
	MΩ	10	kΩ	1			

α - wskazanie miernika
w – rozdzielczość
n – mnożnik
K_L – klasa miernika cyfrowego

Oscyloskop COS 2020

1. czułość: - 1 [mV /dz] do 5 [V/dz]
   - 12 podzakresów w sekwencji 1-2-5
2. błąd czułości: - podzakresy 1 [mV/dz] i 2 [mV/dz] - ± 5 %
   - pozostałe podzakresy - ± 3 %
3. pasmo częstotliwości: 0 – 20 MHz
4. rezystancja wejściowa: 1 MΩ
5. pojemność wejściowa: 28 pF
6. podstawa czasu: - 0,1 [μs/dz] do 0,5 [s/dz]
   - 21 podzakresów w sekwencji 1-2-5
7. błąd podstawy czasu: ± 3 %
8. lupa czasowa: x 10
9. błąd podstawy czasu z wykorzystaniem lupy czasowej: ± 5 %
10. tryb X –Y : - pasmo częstotliwości: 0 – 1 MHz
    - błąd czułości: - podzakresy 1 [mV/dz] i 2 [mV/dz] - ± 6 %
    - pozostałe podzakresy - ± 4 %

Oscyloskop OS 5020 P

1. czułość: - 5 [mV /dz] do 5 [V/dz]
   - 10 podzakresów w sekwencji 1-2-5
2. błąd czułości: ± 3 %
3. pasmo częstotliwości: 0 – 20 MHz
4. lupa napięciowa: x 5
5. błąd czułości przy wykorzystaniu lupy napięciowej: ± 5 %
6. rezystancja wejściowa: 1 MΩ
7. pojemność wejściowa: 30 pF
8. podstawa czasu: - 0,2 [μs/dz] do 0,2 [s/dz]
   - 19 podzakresów w sekwencji 1-2-5
9. błąd podstawy czasu: ± 3 %

10. lupa czasowa: x 10
11. błąd podstawy czasu z wykorzystaniem lupy czasowej: ± 5 %
12. tryb X –Y : - pasmo częstotliwości: 0 – 500 kHz
    - błąd czułości: ± 5 %
    - przesunięcie fazy: $\leq 3^0$

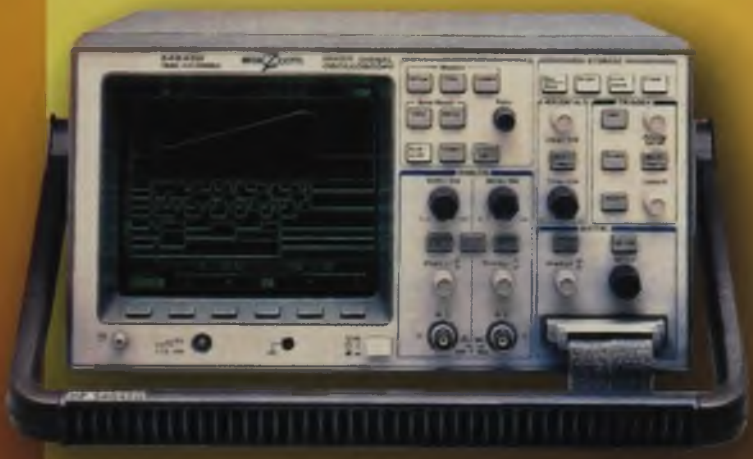
Wydawnictwo Politechniki Śląskiej
ul. Akademicka 5, 44-100 Gliwice
tel./fax (032) 237-13-81
Dział Sprzedaży i Reklamy (032) 237-18-48

www.wydawnictwo.posl.gliwice.pl
wydawnictwo@polsl.gliwice.pl

Nakł. 300+55 Ark. wyd. 18 Ark. druk. 19 Papier offset. 70x100, 80 g
Oddano do druku 28.04.2000 Podpis. do druku 28.04.2000 Druk ukończ. w maju 2000 r.
Zam. 166/2000

Fotokopie, druk i oprawę
wykonano w Zakładzie Graficznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach, ul. Kujawska 1

Skrypt stanowi ważną pomoc dydaktyczną dla studentów politechnik, w których prowadzone są zajęcia o tematyce obejmującej układy elektroniczne. W jednym miejscu gromadzi wiadomości szeroko rozrzucone w literaturze. Zawiera część ogólną stanowiącą wprowadzenie w metodologię pomiarów elektrycznych oraz zasady opracowywania wyników pomiarowych. Przedstawia zasady działania, podstawowe charakterystyki i parametry techniczne elementarnych analogowych, impulsowych i cyfrowych układów elektronicznych. Obok najważniejszych metod pomiarowych zawiera zestawy tematów problemowych ułatwiających studentom samodzielne studiowanie poszczególnych tematów w oparciu o podaną literaturę.



Słowa kluczowe:

- przyrządy półprzewodnikowe,
- układy prostownicze,
- stabilizatory napięć,
- układy tyrystorowe,
- wzmacniacze tranzystorowe,
- bramki logiczne,
- generatory,
- układy modulacji i demodulacji,
- wzmacniacze przyrządowe,
- układy logarytmujące, całkujące i różniczkujące.

Wydawnictwo Politechniki Śląskiej
44-100 Gliwice, ul. Akademicka 5
tel./fax (032) 237-13-81
Dział Sprzedaży i Reklamy
tel. (032) 237-18-48