Elektronika dla Energetyków

Dr inż. Marcin Kociołek
kociolek@p.lodz.pl

Łódź 2010/2011

Informacje ogólne

Wykładowca:
Dr inż. Marcin Kociołek
adiunkt w Instytucie Elektroniki PŁ
Kontakt:
mail: kociolek@p.lodz.pl
http://www.eletel.p.lodz.pl/kociolek
telefon: 631 26 38
pokój: 205 (II piętro)
Konsultacje:
sprawdzać w kalendarzu:
http://www.eletel.p.lodz.pl/kociolek/timetable2010.html

Informacje o zajęciach

4 punkty ECTS - 100 ÷ 120 g. pracy
(1 ECTS – 25 ÷ 30 h)
Wykład:
15 g
Laboratorium:
30 g
Praca własna
55 ÷ 75 (15 tyg. semestru i 3 tyg. sesji)

Zaliczenia - wykład

1) 5 kolokwiów cząstkowych (20 min) co trzecie zajęcia (pierwsze na 3 zajęciach).
   - Z każdego kolokwium można otrzymać 0÷6 punktów.
   - Ocena końcowa to suma punktów uzyskanych ze wszystkich kolokwiów podzielona przez 5.
   - Ocena ≥ 4 zalicza przedmiot.
   - Pierwsze kolokwium można poprawić.
   - Osoba, która do godziny 8.00 w dniu pisania kolokwium, poinformuje mnie mailowo o niemożliwości uczestniczenia na zajęciach, na których odbywa się kolokwium, ma prawo do napisania takiego kolokwium w terminie dodatkowym.
   - W ostatnim tygodniu semestru lub pierwszym tygodniu sesji będzie wyznaczony termin uzupełniający na poprawę pierwszego kolokwium lub/i uzupełnienie brakujących kolokwiów dla uprawnionych studentów. W tym terminie student ma może napisać maksymalnie 2 kolokwia.

Zaliczenia - wykład

2) Rozbójnik (kolokwium z całości materiału) dwa terminy w sesji + jeden w sesji poprawkowej. Ocena 3 za uzyskanie ilości punktów > połowy maksymalnej liczby punkt na teście

Uwagi:
- Wyniki kolokwiów będą umieszczone na mojej stronie internetowej w ciągu 5 dni roboczych po kolokwium.
- Prace będą dostępne do wglądu w godzinach moich konsultacji przez 5 dni roboczych po publikacji wyników.
- Sprawdzian z biegłości posługiwania się programem PSp

Laboratorium:
Ustala prowadzący

Zagadnienia do przedstawienia na wykładzie - ECTS

Podstawowe wiadomości o półprzewodnikach - elektrony i dziury, półprzewodnik samoistny i domieszkowany, model pasmowy półprzewodnika, przepływ prądu przez strukturę półprzewodnikową; złącze p-n, dioda półprzewodnikowa - zasada działania, schematy zastępcze, pojemności, zjawisko przebicia; rodzaje diod: prostownicza, lawinowa, Zenera Schottky`ego, fotodioda i dioda LED, transoptor; tranzystor bipolarny - zasada działania, charakterystyki, wyznaczanie punktu pracy; tranzystory polowe JFET i MOSFET - zasada działania, charakterystyki; układy scalone - odmiany, dane podstawowe, inwertor CMOS; przegląd przyrządów półprzewodnikowych mocy; podstawowe rozwiązania układów prostowniczych oraz stabilizacji napięcia i prądu; wzmacniacze - tranzystor jako wzmacniacz,, klasyfikacja, parametry, sprzężenia zwrotne; analiza małosygnałowa, charakterystyki częstotliwościowe; wzmacniacze prądu stałego - wzmacniacze różnicowe, operacyjne, ich parametry; generatory - przegląd podstawowych układów; przerzutniki - klasyfikacja, podstawowe układy. Układy logiczne - przegląd podstawowych bramek logicznych, rejestry oraz rodzaje pamięci masowych

UWAGA !

Prezentowane na wykładzie slajdy nie zawierają całej wiedzy potrzebnej do zaliczenia przedmiotu elektronika. Wiedza przekazywana jest na wykładzie. Warto prowadzić notatki. Zalecane jest również sięganie do wskazanej literatury.

Plan wykładu

1. Wprowadzenie do sygnałów i układów elektronicznych
2. Wzmacniacze.
3. Liniowe sprzężenie zwrotne.
4. Podstawowe układy diodowe
5. Podstawowe układy z tranzystorami bipolarnymi
6. Podstawowe układy z tranzystorami unipolarnymi
7. Układy ze wzmacniaczami operacyjnymi

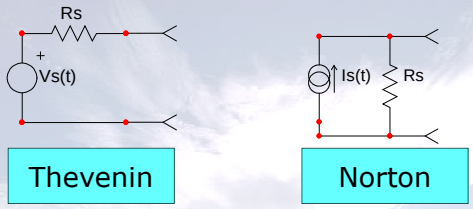
Literatura:

- Andrzej Materka, „**Analog Electronics**”, Wydział Elektrotechniki i Elektroniki Politechniki Łódzkiej, Łódź 1998
- U. Tietze, Ch. Schenk, „Electronic circuits : design and applications”
- Andrzej Filipkowski „Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe”, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1993.
- Jerzy Baranowski Zbigniew Nosal „Układy elektroniczne. Cz. 1, Układy analogowe liniowe”: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1994.
- Witold Pawelski „Układy elektroniczne I i II” Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Łódź 2001

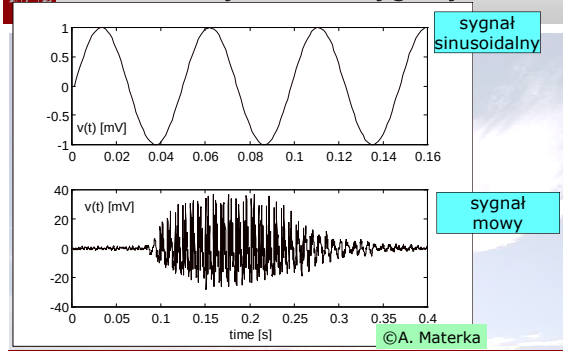
Wprowadzenie do sygnałów i układów elektronicznych

1. Sygnały elektroniczne i ich spektrum
2. Sygnały analogowe i cyfrowe
3. Schemat blokowy układu elektronicznego
4. Elektronika przetwarzania sygnałów a elektronika mocy
5. Właściwości elementów układu elektronicznego dla różnych częstotliwości

Źródła sygnału



Przykładowe sygnały



Źródła sygnału

Źródła sygnału	zakres amplitudy sygnału	Rezystancja wewnętrzna
ECG	<1mV	1kΩ-1M Ω
Mikrofon dynamiczny	<10mV	100 Ω
Antena radiowa	0.1 μV-1mV	50-300 Ω
komora jonowa	10fA-10nA	>1G Ω

Widmo sygnału – ciąg Fouriera

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n e^{j2\pi n f_o t}$$

Sygnał okresowy

$t_1 < t < t_1 + T$

$f_0 = \frac{1}{T}$ częstotliwość podstawowa

$$X_n = \frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_1+T} x(t) e^{-j2\pi n f_o t} dt$$

Widmo sygnału – ciąg Fouriera

$$X_n = |X_n| e^{j\angle X_n}$$

$|X_n(f)|$ widmo amplitudowe $\angle X_n(f)$ widmo fazowe

$$x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2|X_n| \cos(2\pi n f_0 t + \angle X_n)$$

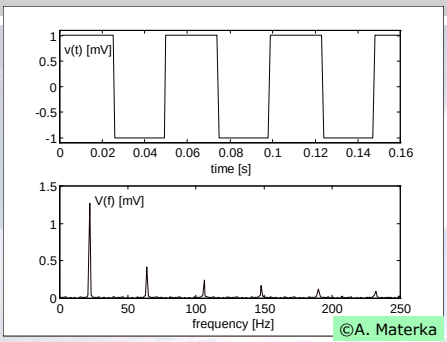
Widmo sygnału – transformata Fouriera

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt = |X(f)| e^{j\angle X(f)}$$

para transformat Fouriera

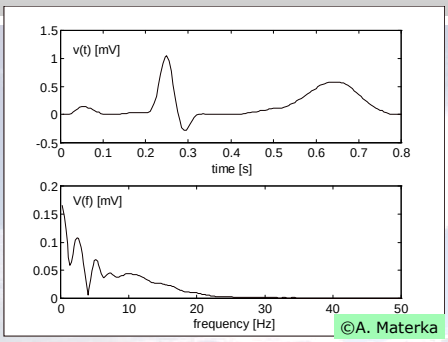
$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi f t} df$$

Sygnały i ich widmo



©A. Materka

Sygnały i ich widmo



©A. Materka

Sygnały i ich widmo

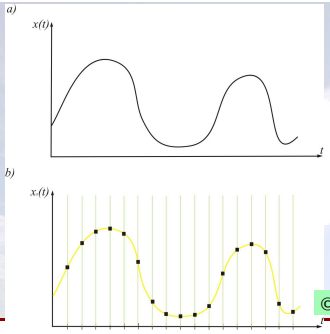
Sygnał	Zakres częstotliwości
EKG	0.05 - 100Hz
Dźwięki słyszalne	20 Hz - 20kHz
Sygnał wideo	0 - 6 MHz
Radio modulacja AM	150 - 285kHz (LW)
Telewizja (naziemna analogowa)	48.5 - 56.5MHz (kanał 1 VHF)

Sygnały analogowe i cyfrowe

Sygnał Analogowy – ciągła funkcja czasu

Sygnał Dyskretny - zdefiniowany w dyskretnych chwilach czasu t_0, t_1, t_2, … takich, że : $t_i - t_{i-1} = \Delta t$ gdzie Δt jest okresem próbkowania

Próbkowanie sygnału analogowego



©D. Młynarski

Sygnały dyskretne

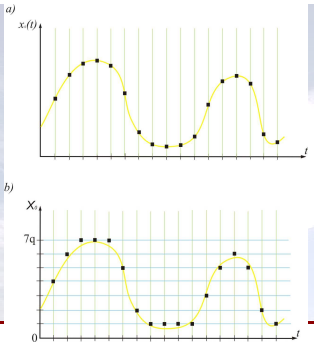
Twierdzenie Kotelnikova-Shannona :

Sygnał analogowy $x(t)$ może być bezbłędnie zrekonstruowany na podstawie jego dyskretnej wersji jeżeli:

1. $x(t)$ ma ograniczone pasmo, tzn. $X(f)=0$, dla $f \le f_h$
2. częstotliwość próbkowania $f_s = 1/\Delta t$ równa lub większa $2f_h$

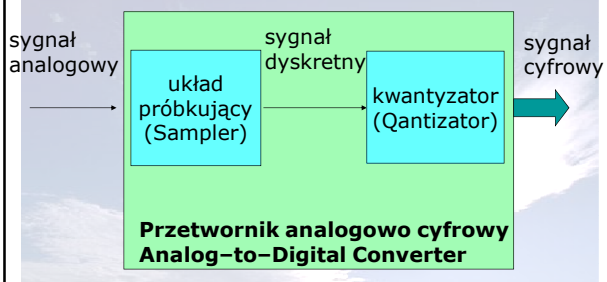
Sygnał dyskretny jest nadal sygnałem analogowym ale nie jest ciągłą funkcją czasu.

Kwantyzacja sygnału dyskretnego

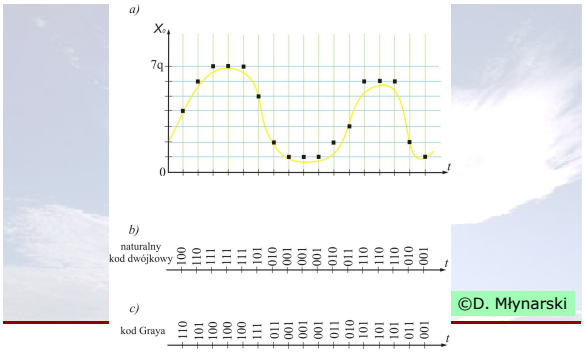


©D. Młynarski

Sygnały cyfrowe

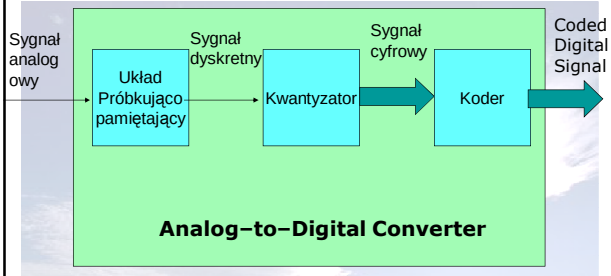


Kodowanie sygnału cyfrowego

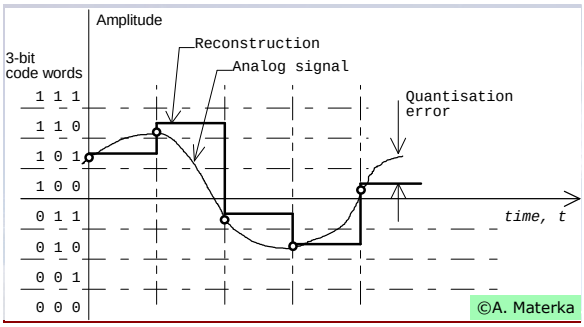


©D. Młynarski

Przetwornik analogowo cyfrowy



Rekonstrukcja sygnału analogowego



©A. Materka

Sygnały cyfrowe

Liczba dyskretnych (skwantowanych) poziomów sygnału $N = 2^k$

k=8 -> N = 256

k=16 -> N = 65536

k=24 -> N = 16 777 216

10-bit – pomiary przemysłowe,

16-bit – odtwarzacz kompaktowy

24-bit – przetwarzanie obrazów kolorowych (3 x 8 bitów, inaczej 8 bitów na kolor)

Zalety cyfrowego przetwarzania sygnałów

Wynikające z właściwości układów cyfrowych

- elastyczność (układy cyfrowe są programowalne),
- mniejsza tolerancja elementów,
- niższa czułość na czynniki zewnętrzne (np. temperaturę i wewnętrzne (starzenie się elementów, dryft),
- dokładność przetwarzania sterowana za pomocą długości słowa reprezentującego próbki,
- układy są powtarzalne (nie wymagają strojenia),
- brak wzmacniania szumu -> nieskończona liczba kolejnych operacji.,
- łatwa realizacja w postaci układów scalonych (brak dużych indukcyjności i pojemności).

Zalety cyfrowego przetwarzania sygnałów

powiązane z ograniczeniami elektroniki analogowej

- „idealna pamięć" do przechowywania sygnałów nieskończenie długo-> sygnały o małej częstotliwości mogą być przetwarzane bez potrzeby użycia dużych L i C
- filtry o liniowej fazie nieosiągalne w technice analogowej,
- systemy adaptacyjne,
- dokładne transformaty sygnałów,
- przetwarzane sygnałów 2D i 3D.

Wady cyfrowego przetwarzania sygnałów

- większy pobór mocy (nie istnieją pasywne układy cyfrowe),
- ograniczenie do przetwarzania stosunkowo małych częstotliwości,
- w przypadku przetwarzania sygnałów analogowych wymagają skomplikowanych przetworników AC i CA
- kłopoty z przetwarzaniem na sygnał cyfrowy bardzo słabych i bardzo silnych sygnałów -> wymagane układy analogowe do wstępnego przetwarzania sygnałów,
- Ta sama informacja w postaci cyfrowej wymaga większego pasma niż w postaci analogowej.

Właściwości układów analogowych

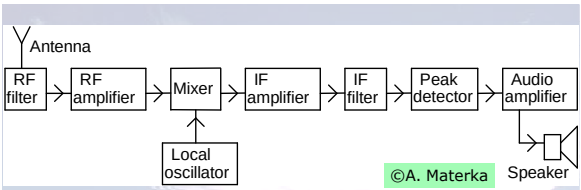
- mniejsza dokładność,
- wrażliwość na szum,
- możliwość przetwarzania sygnałów o dużej częstotliwości, małych i dużych sygnałów.

Nowoczesne i przyszłościowe systemy elektroniczne zawierają zarówno analogowe jak i cyfrowe obwody. Takie układy nazywane są układami mieszanymi.

Bloki funkcjonalne systemów elektronicznych

- wzmacniacze,
- filtry,
- źródła sygnału,
- układy formowania impulsów,
- cyfrowe układy logiczne,
- zasilacze,
- przetworniki.

Schemat blokowy systemu elektronicznego: odbiornik radiowy



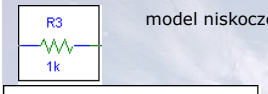
Układy przetwarzania sygnałów i układy mocy

Przetwarzanie sygnałów:
- małe sygnały
- qwazi liniowość

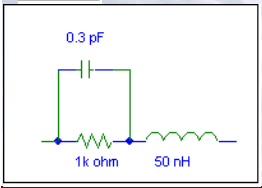
Elektronika mocy
- duże sygnały
- kompensacja nieliniowości

Wpływ częstotliwości na pracę układów elektronicznych

Dwa modele rezystora węglowego 1kΩ 0.25W

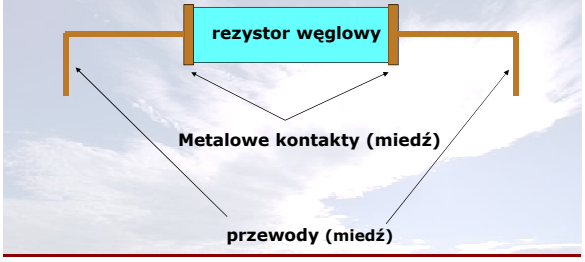


model niskoczęstotliwościowy

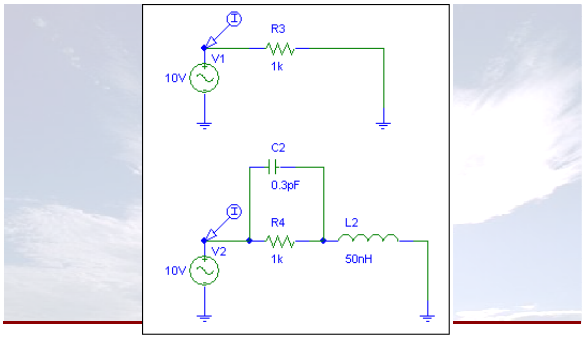


model wysokoczęstotliwościowy

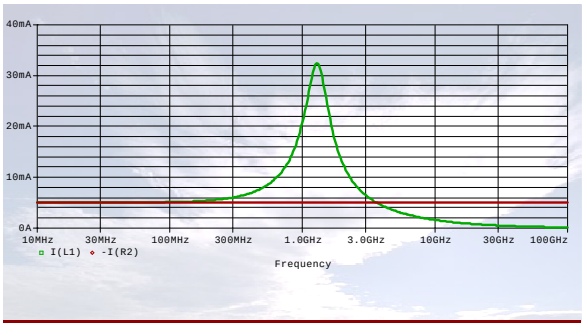
Wpływ częstotliwości na pracę układów elektronicznych



Wpływ częstotliwości na pracę układów elektronicznych



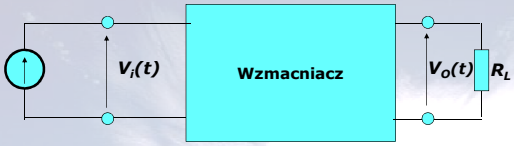
Wpływ częstotliwości na pracę układów elektronicznych



Plan wykładu

1. Wprowadzenie do sygnałów i układów elektronicznych
2. **Wzmacniacze.**
3. Liniowe sprzężenie zwrotne.
4. Podstawowe układy diodowe
5. Podstawowe układy z tranzystorami bipolarnymi
6. Podstawowe układy z tranzystorami unipolarnymi

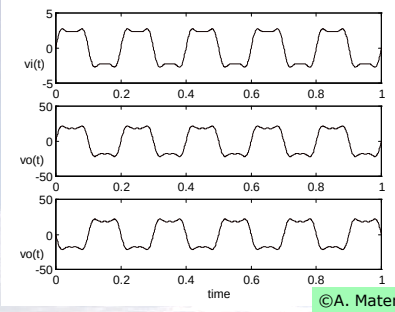
Wzmacniacz



$$v_o(t) = A_v v_i(t)$$

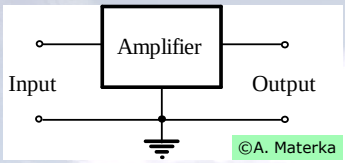
$A_v < 0$ - wzmacniacz odwracający
$A_v > 0$ - wzmacniacz nieodwracający

Wzmacniacze odwracające i nieodwracające

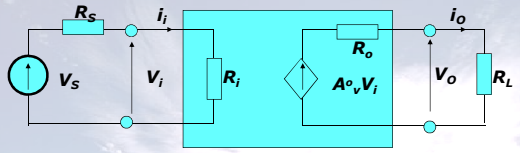


©A. Materka

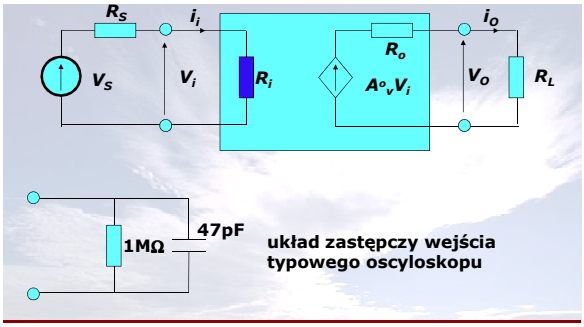
Wzmacniacz jako element trójzaciskowy



Model wzmacniacza

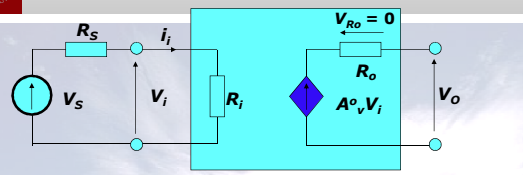


Impedancja wejściowa



układ zastępczy wejścia typowego oscyloskopu

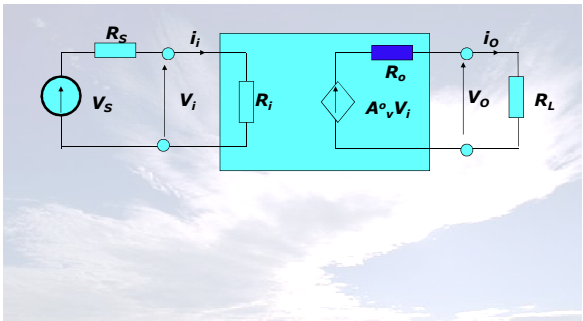
Wzmocnienie napięciowe



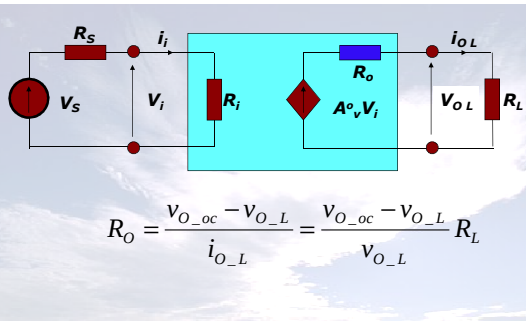
$$v_o = A_v^o v_i$$

A^o_v – wzmocnienie napięciowe w układzie otwartym (przy braku obciążenia)

Rezystancja wyjściowa

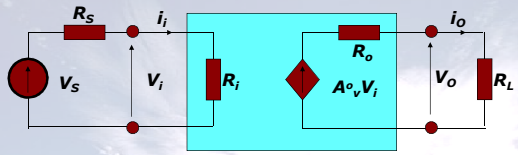


Rezystancja wyjściowa



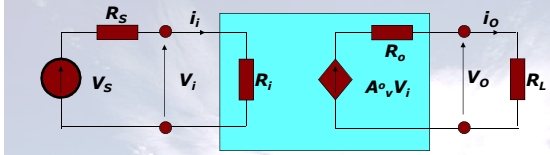
$$R_O = \frac{v_{O_oc} - v_{O_L}}{i_{O_L}} = \frac{v_{O_oc} - v_{O_L}}{v_{O_L}} R_L$$

Rezystancja wyjściowa



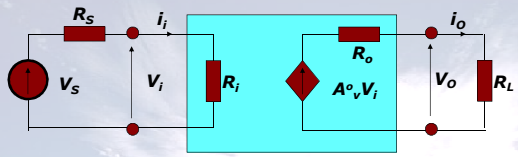
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \qquad A_v = A_v^o \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

Wzmocnienie prądowe



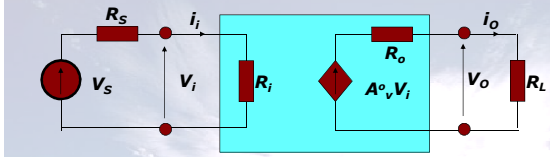
$$A_i = \frac{i_O}{i_i} \qquad A_i = \frac{v_o / R_L}{v_i / R_i} = A_v \frac{R_i}{R_L}$$

Wzmocnienie mocy



$$G = \frac{P_O}{P_I} \qquad G = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} = A_v A_i = A_v^2 \frac{R_i}{R_L}$$

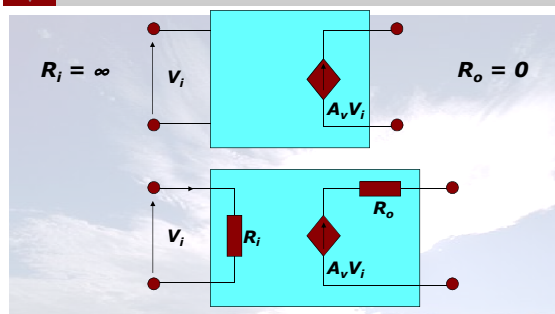
Model wzmacniacza



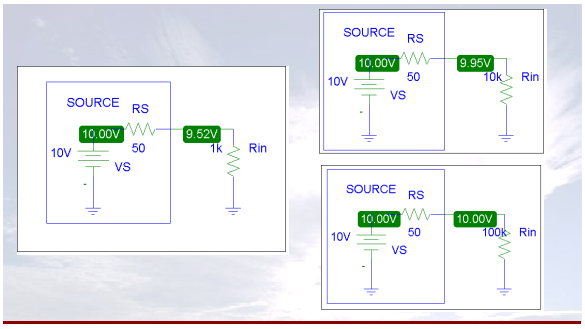
Cztery podstawowe modele wzmacniaczy

- wzmacniacz napięcia
- wzmacniacz prądu
- transkonduktancja
- transrezystancja

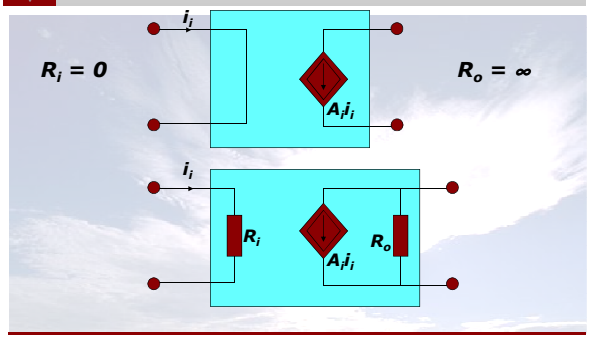
Idealny i rzeczywisty wzmacniacz napięcia



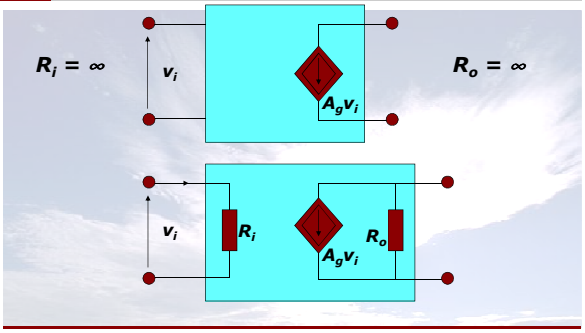
Idealny i rzeczywisty wzmacniacz napięcia



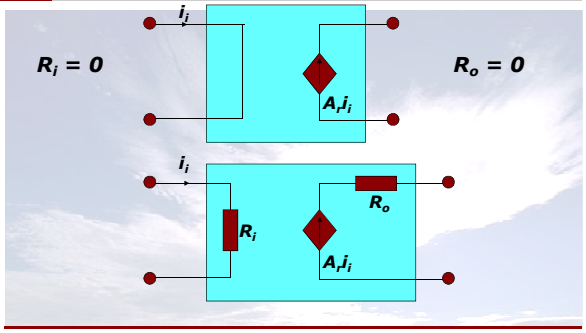
Idealny i rzeczywisty wzmacniacz prądu



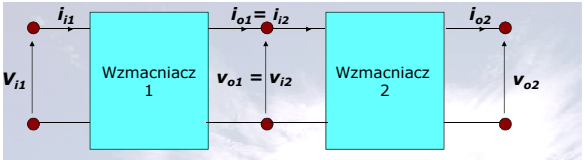
Idealny i rzeczywisty wzmacniacz transkonduktancyjny



Idealny i rzeczywisty wzmacniacz transrezystancyjny

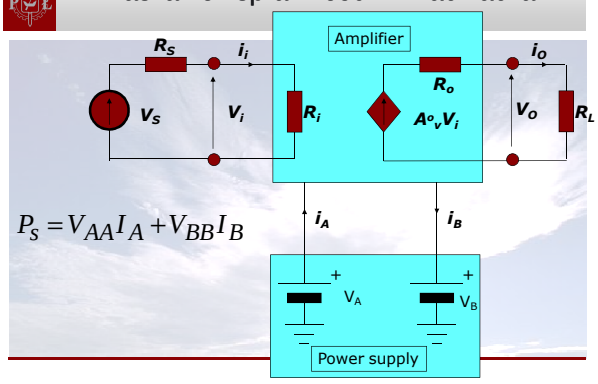


Kaskadowe połączenie wzmacniaczy



$$A_v = \frac{v_{o2}}{v_{i1}} \qquad A_v = A_{v1} A_{v2}$$

Zasilanie i sprawność wzmacniacza



$$P_S = V_{AA} I_A + V_{BB} I_B$$

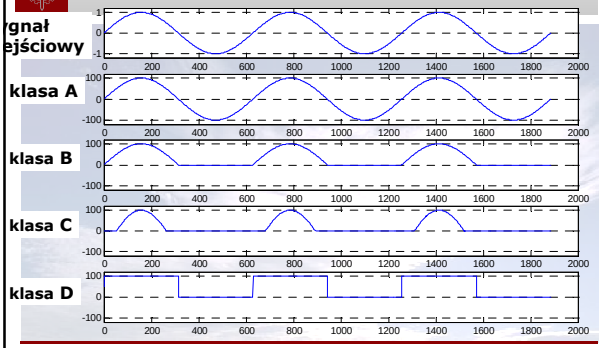
Zasilanie i sprawność wzmacniacza

$P_i + P_s = P_o + P_d$ ← Zasada zachowania mocy

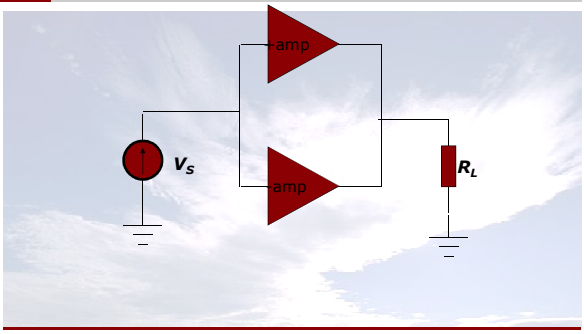
P_i – moc wejściowa
P_s – moc pobrana ze źródła zasilania
P_o – moc wyjściowa
P_d – moc rozproszona w układzie

$$\eta = \frac{P_o}{P_s} \cdot 100\%$$ ← sprawność

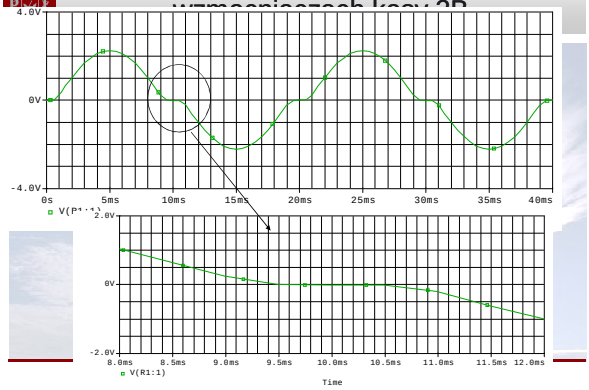
Klasy wzmacniaczy mocy



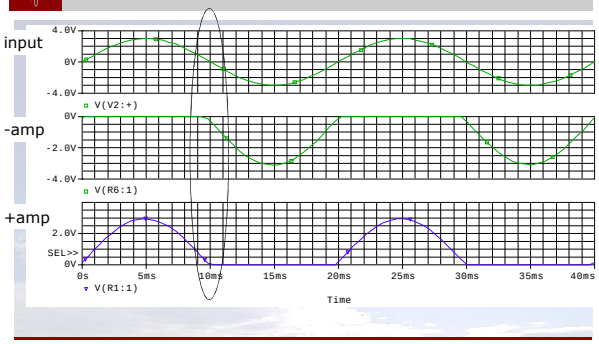
klasa 2B



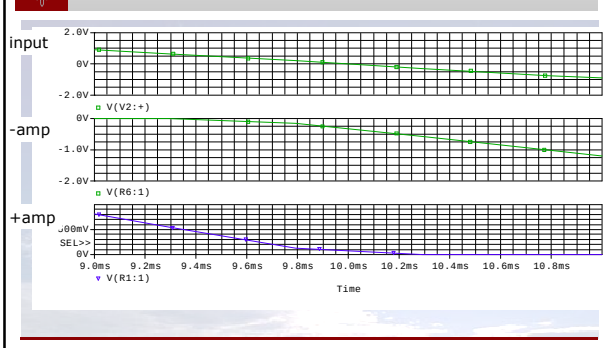
Zniekształcenia skrośne we



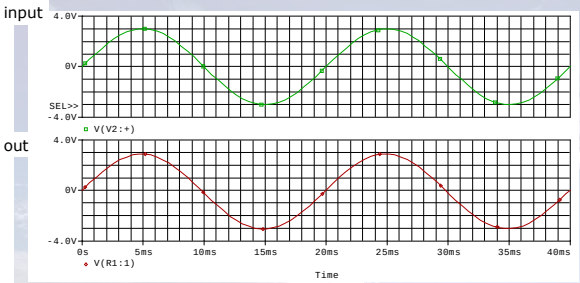
Klasa AB



Klasa AB



Klasa 2AB



Notacja (zapis) decybelowa

$A_{vdB} = 20\log|A_v|\,dB$ Wzmocnienie napięciowe

$A_{idB} = 20\log|A_i|\,dB$ Wzmocnienie prądowe

$G_{dB} = 10\log G\ dB$ Wzmocnienie mocy

$A_v = 100$	$\rightarrow$ 40 dB,	G=100	$\rightarrow$ 20 dB,
$A_v = 10$	$\rightarrow$ 20 dB,	G=10	$\rightarrow$ 10 dB,
$A_v = 1$	$\rightarrow$ 0 dB,	G=1	$\rightarrow$ 0 dB,
$A_v = 0.1$	$\rightarrow$ -20 dB.	G=0.1	$\rightarrow$ -10 dB.

$G_{dB} = A_{vdB} \Leftrightarrow R_L = R_i$

Notacja (zapis) decybelowa kaskadowe połączenie wzmacniaczy

$$A = A_1 \times A_2$$

$$A_{dB} = 20\log|A| = 20\log|A_1 \times A_2|$$

$$= 20\log|A_1| + 20\log|A_2| = A_{1dB} + A_{2dB}$$

$$G = G_1 \times G_2$$

$$G_{dB} = 10\log|G| = 10\log|G_1 \times G_2|$$

$$= 10\log|G_1| + 10\log|G_2| = G_{1dB} + G_{2dB}$$

Notacja decybelowa dla wielkości elektrycznych

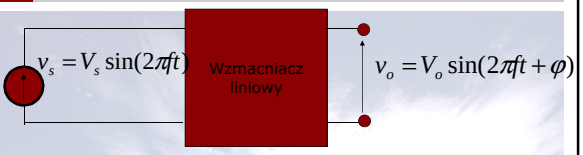
Powszechnie używane wartości odniesienia :

- 1 volt (dBV),
- 1 mW (dBm)
- 1 watt (dBW).

przykłady:

- 100 dBV $\leftrightarrow$ 100V,
- -10 dBm $\leftrightarrow$ 0.1mW,
- -40 dBW $\leftrightarrow$ 0.1mW.

Odpowiedź częstotliwościowa wzmacniacza



$A_v(\varpi)$ Funkcja przejścia wzmacniacza (odpowiedź częstotliwościowa)

$2\pi f = \omega$

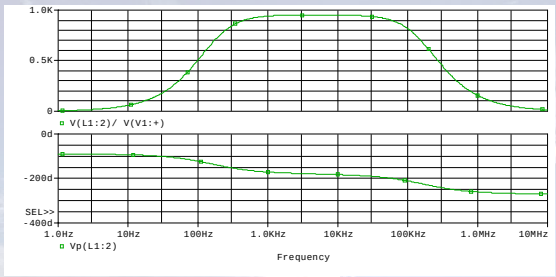
$$|A_v(\varpi)| = \frac{V_o}{V_i}$$

$$\varphi(\varpi) = \arg\{A_v(\varpi)\} = \angle A_v(\varpi)$$

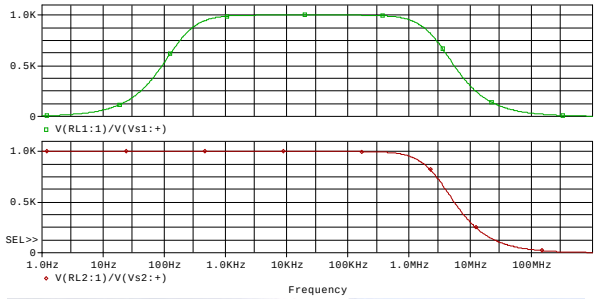
Jak wyznaczyć odpowiedź częstotliwościową wzmacniacza?

1) podajemy na wejście wzmacniacza sygnał sinusoidalny
2) czekamy na wygaszenie stanów przejściowych
3) mierzymy amplitudę i fazą sygnału wyjściowego?
4) powtarzamy procedurę dla innej częstotliwości

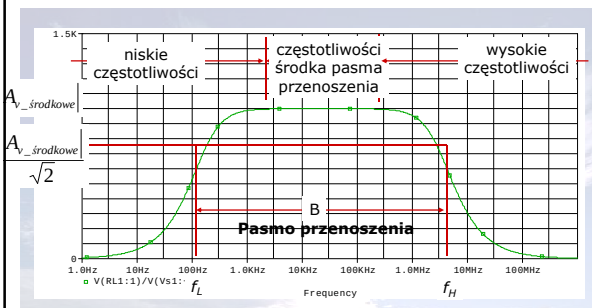
Odpowiedź częstotliwościowa wzmacniacza



Dwa rodzaje charakterystyk częstotliwościowych wzmacniaczy



Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniaczy prądu zmiennego

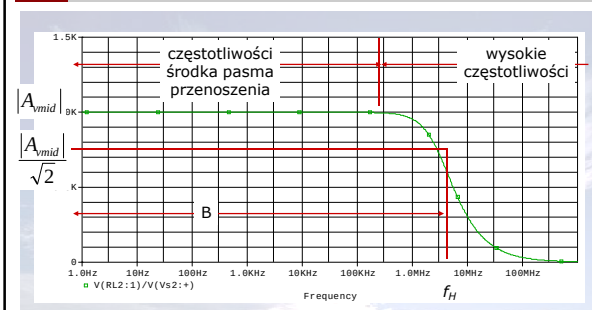


Zadanie domowe

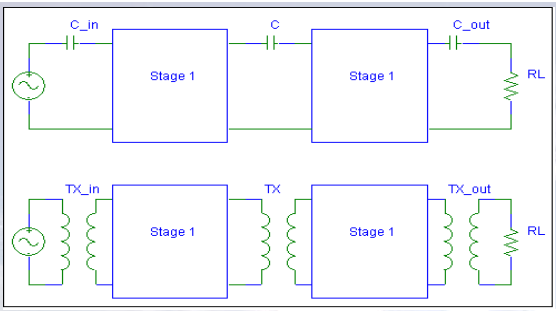
Wyznaczyć dokładną wartość wzmocnienia w decybelach, dla którego określane są f_H i f_L

odpowiedzi mailem na mój adres

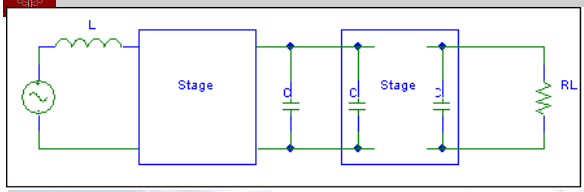
Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniaczy prądu stałego



Wzmacniacze prądu zmiennego



Elementy pasożytnicze w obwodach



Indukcyjności przewodów i ścieżek przewodzących prąd w obwodzie

Pojemności przewodów i ścieżek względem masy

Pojemności w elementach aktywnych

Wzmacniacze prądu stałego i zmiennego

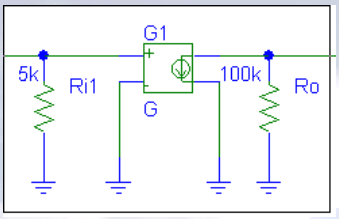
Składowa stała może nieść istotną informacje ale może też stanowić zakłócenie.

Wzmacniacze AC nie przenoszą składowej stałej. Dzięki temu możliwe jest odseparowanie niepożądanej składowej stałej ze źródła sygnału

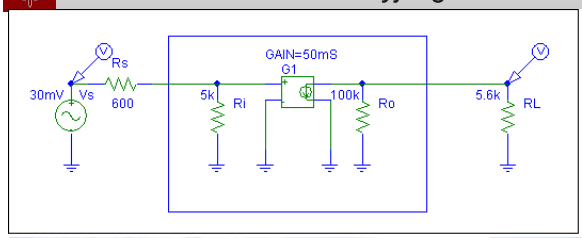
Wzmacniacze DC łatwo jest budować w postaci układów scalonych

Charakterystyki wzmacniaczy AC i DC dążą do 0 dla wysokich częstotliwości

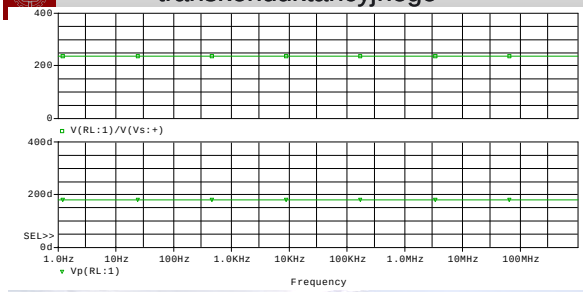
Model rzeczywistego wzmacniacza transkonduktancyjnego



Model rzeczywistego wzmacniacza transkonduktancyjnego

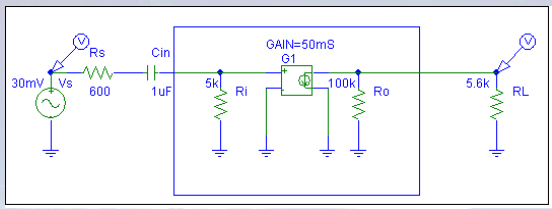


Odpowiedź częstotliwościowa wzmacniacza transkonduktancyjnego

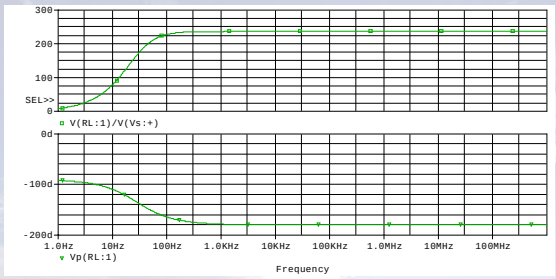


$$A_{vs} = \frac{V_o}{V_s}$$

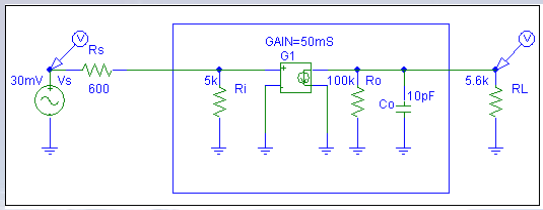
Wzmacniacz transkonduktancyjny z szeregową pojemnością wejściową



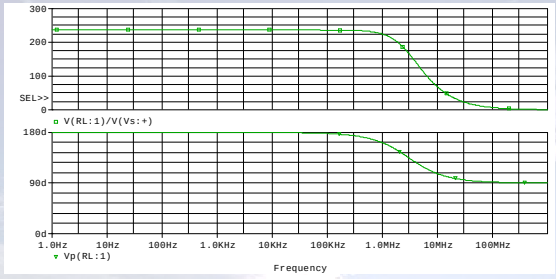
Odpowiedź częstotliwościowa



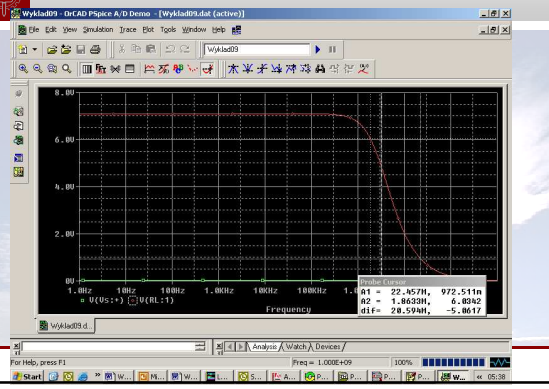
Wzmacniacz transkonduktancyjny z równoległą pojemnością wyjściową



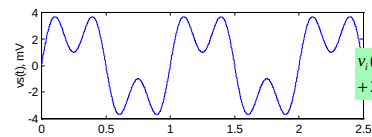
Odpowiedź częstotliwościowa



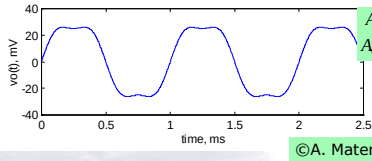
Using cursors



Zniekształcenia amplitudy



$v_i(t) = [3\sin(2000\pi t) + 2\sin(6000\pi t)]mV$

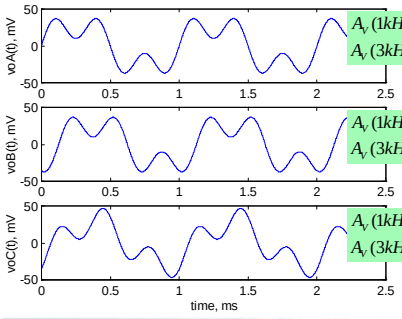


$A_v(1kHz) = 10 \quad \angle(1kHz) = 0°$

$A_v(3kHz) = 2.5 \quad \angle(3kHz) = 0°$

©A. Materka

Zniekształcenia fazy



$A_v(1kHz) = 10 \quad \angle(1kHz) = 0°$

$A_v(3kHz) = 10 \quad \angle(3kHz) = 0°$

$A_v(1kHz) = 10 \quad \angle(1kHz) = -45°$

$A_v(3kHz) = 10 \quad \angle(3kHz) = -135°$

$A_v(1kHz) = 10 \quad \angle(1kHz) = -45°$

$A_v(3kHz) = 10 \quad \angle(3kHz) = -45°$

Zniekształcenia fazy

Sygnał wejściowy suma dwóch sinusoid:

1. częstotliwość = 1 kHz; amplituda = 2V
2. częstotliwość = 3 kHz; amplituda = 1V

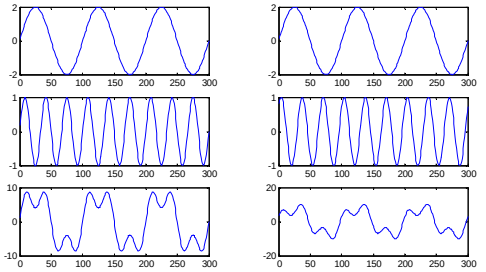
Symulacja w programie MatLab:
m–file: PhaseDistortion.m
300 próbek
częstotliwość próbkowania = 100 kHz

91

Zniekształcenia fazy

$A_y(1kHz)=4 \quad \angle(1kHz)=0°$
$A_y(3kHz)=4 \quad \angle(3kHz)=0°$

$A_y(1kHz)=4 \quad \angle(1kHz)=0°$
$A_y(3kHz)=4 \quad \angle(3kHz)=45°$

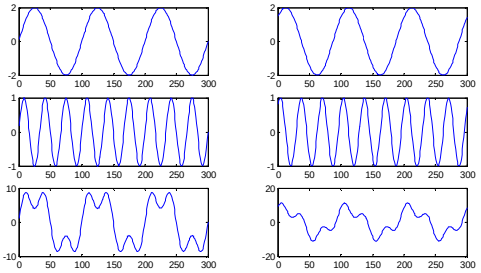


92

Zniekształcenia fazy

$A_y(1kHz)=4 \quad \angle(1kHz)=0°$
$A_y(3kHz)=4 \quad \angle(3kHz)=0°$

$A_y(1kHz)=4 \quad \angle(1kHz)=45°$
$A_y(3kHz)=4 \quad \angle(3kHz)=45°$

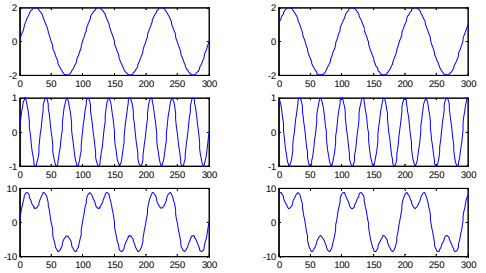


93

Zniekształcenia fazy

$A_y(1kHz)=4 \quad \angle(1kHz)=0°$
$A_y(3kHz)=4 \quad \angle(3kHz)=0°$

$A_y(1kHz)=4 \quad \angle(1kHz)=30°$
$A_y(3kHz)=4 \quad \angle(3kHz)=90°$

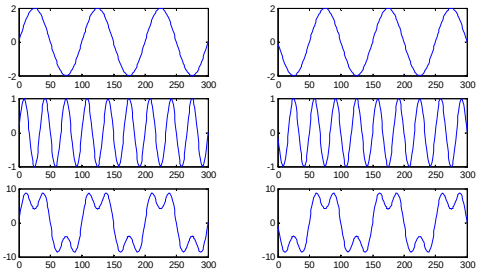


94

Zniekształcenia fazy

$A_y(1kHz)=4 \quad \angle(1kHz)=0°$
$A_y(3kHz)=4 \quad \angle(3kHz)=0°$

$A_y(1kHz)=4 \quad \angle(1kHz)=180°$
$A_y(3kHz)=4 \quad \angle(3kHz)=180°$

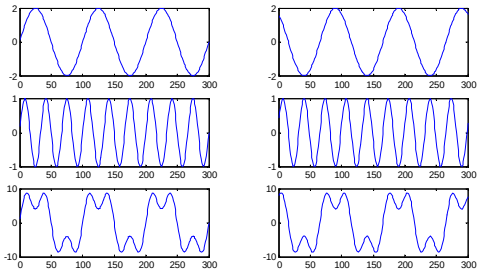


95

Zniekształcenia fazy

$A_y(1kHz)=4 \quad \angle(1kHz)=0°$
$A_y(3kHz)=4 \quad \angle(3kHz)=0°$

$A_y(1kHz)=4 \quad \angle(1kHz)=125°$
$A_y(3kHz)=4 \quad \angle(3kHz)=15°$



96

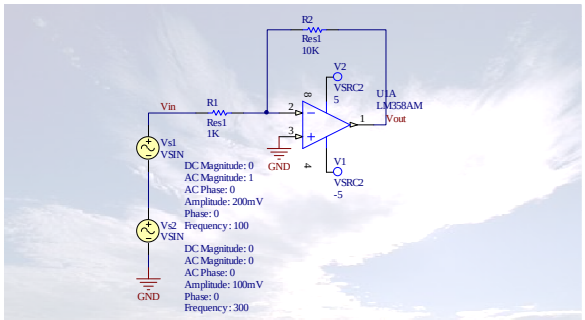
Zniekształcenia liniowe

Warunki niewystępowania zniekształceń liniowych:

1. Warunek amplitudy: stałe wzmocnienie w całym paśmie sygnału użytecznego
   $A(f) = \text{const}$ dla $f \in (f_L, f_h)$;
2. Warunek fazy: przesunięcie fazowe równe 0°, przesunięcie fazowe = 180°, przesunięcie fazowe proporcjonalne do częstotliwości w całym paśmie sygnału użytecznego
   $\varphi(f) = 0°$, $\varphi(f) = 180°$, $\varphi(f) = k*f$ dla $f \in (f_L, f_h)$

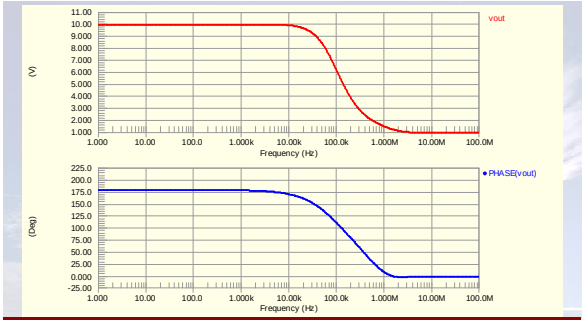
97

Zniekształcenia liniowe



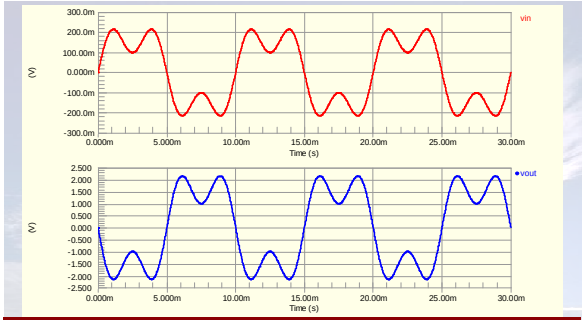
98

Zniekształcenia liniowe



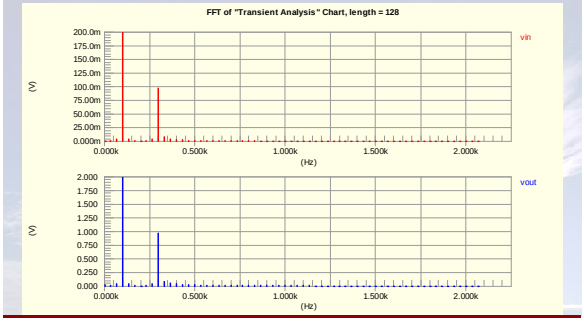
99

Zniekształcenia liniowe



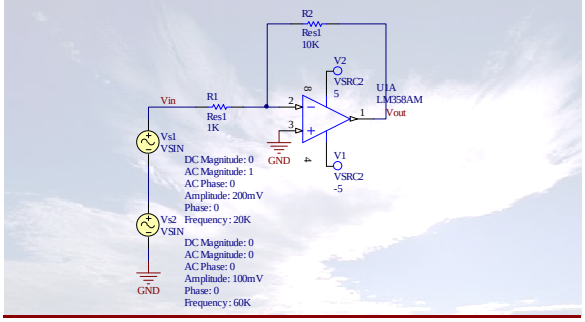
100

Zniekształcenia liniowe



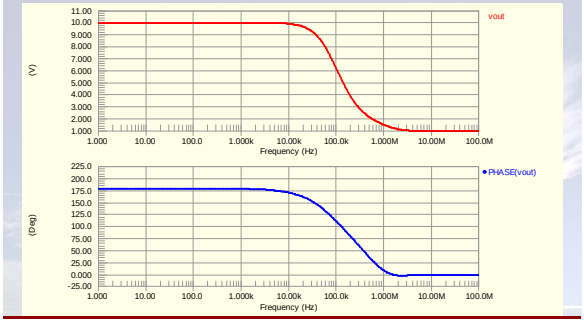
101

Zniekształcenia liniowe



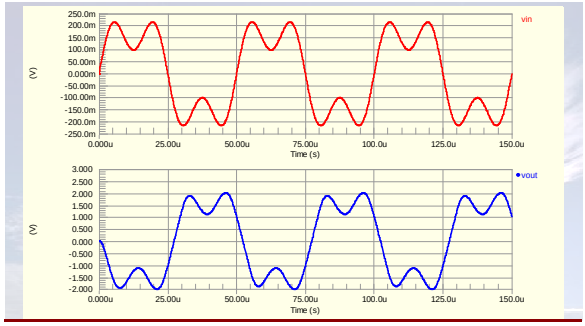
102

Zniekształcenia liniowe



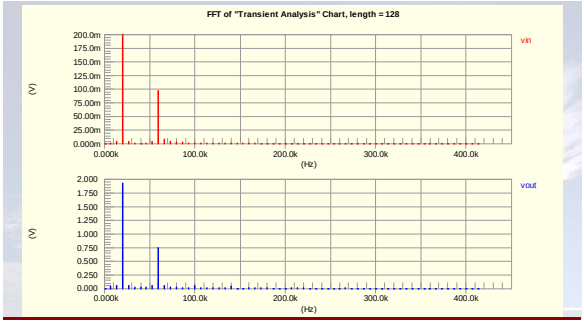
103

Zniekształcenia liniowe



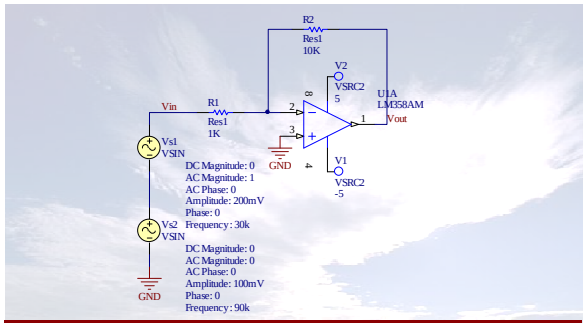
104

Zniekształcenia liniowe



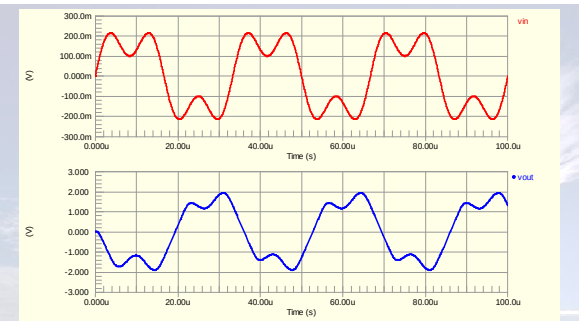
105

Zniekształcenia liniowe



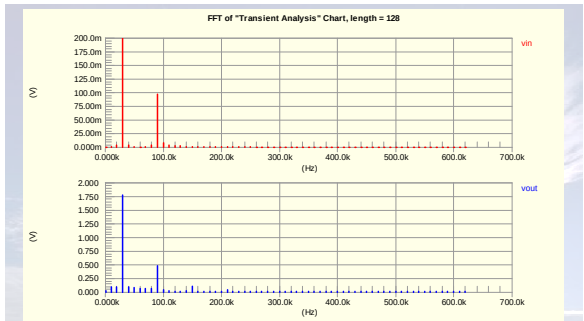
106

Zniekształcenia liniowe



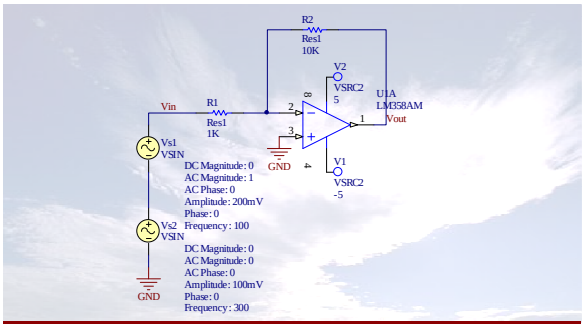
107

Zniekształcenia liniowe



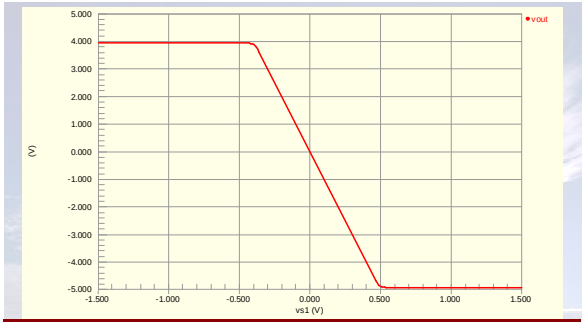
108

Zniekształcenia nieliniowe



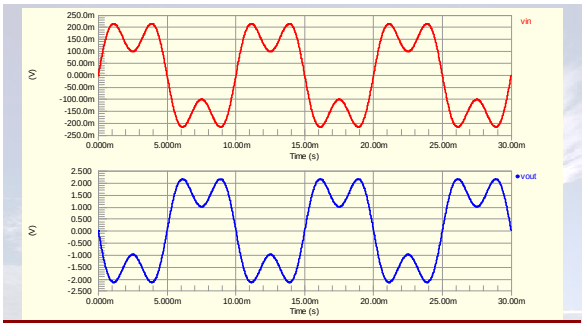
109

Zniekształcenia nieliniowe



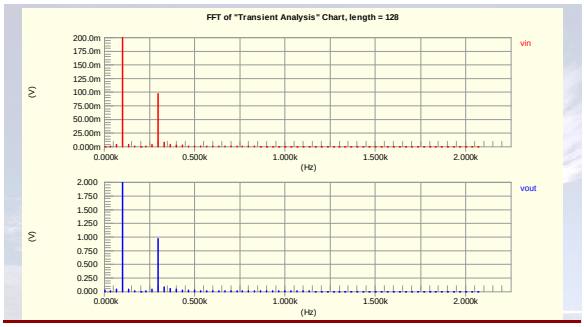
110

Zniekształcenia nieliniowe



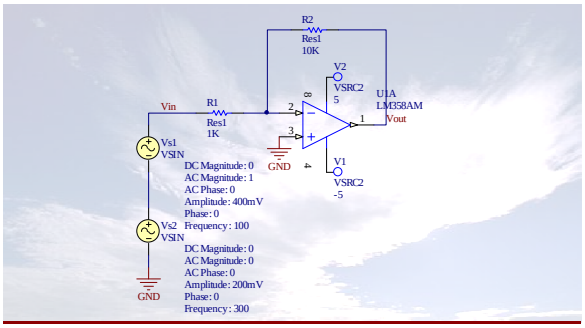
111

Zniekształcenia nieliniowe



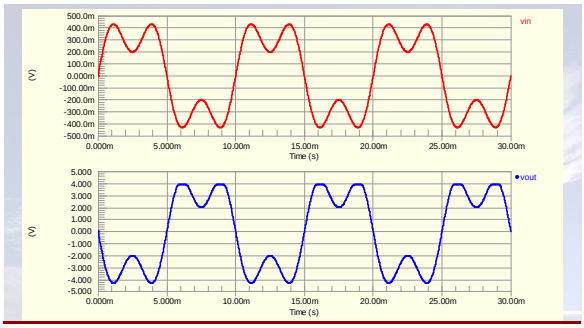
112

Zniekształcenia nieliniowe



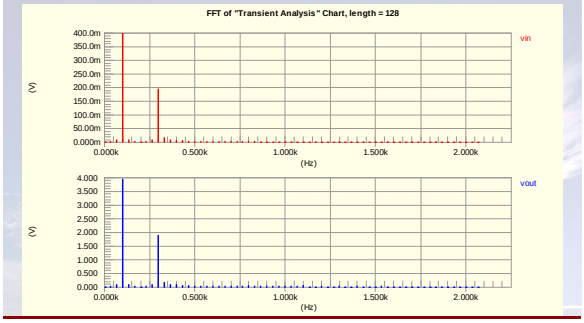
113

Zniekształcenia nieliniowe



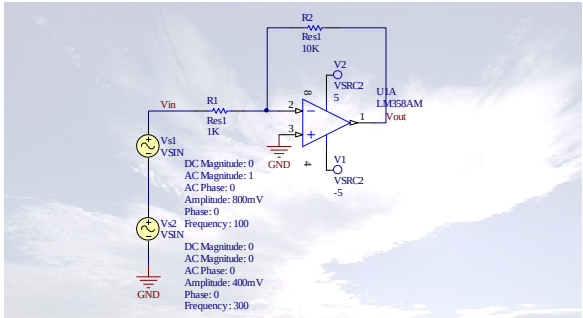
114

Zniekształcenia nieliniowe



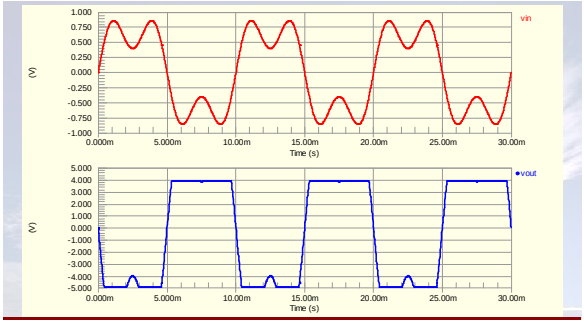
115

Zniekształcenia nieliniowe



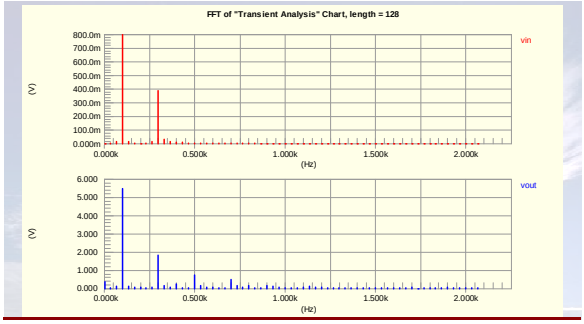
116

Zniekształcenia nieliniowe



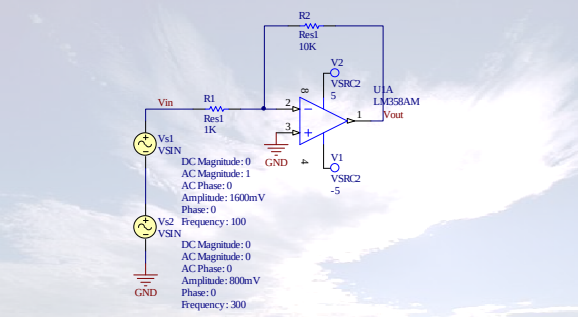
117

Zniekształcenia nieliniowe



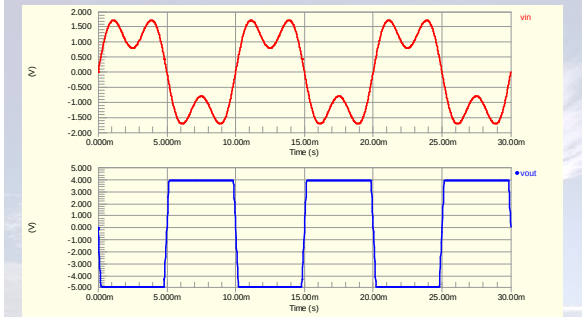
118

Zniekształcenia nieliniowe



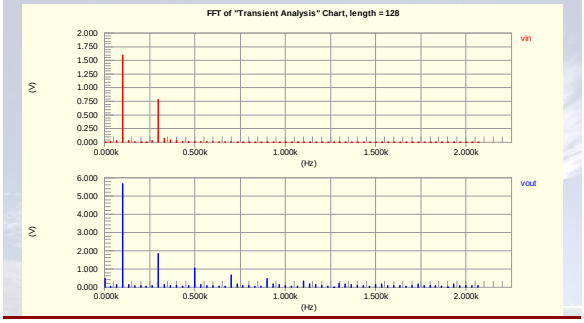
119

Zniekształcenia nieliniowe



120

Zniekształcenia nieliniowe



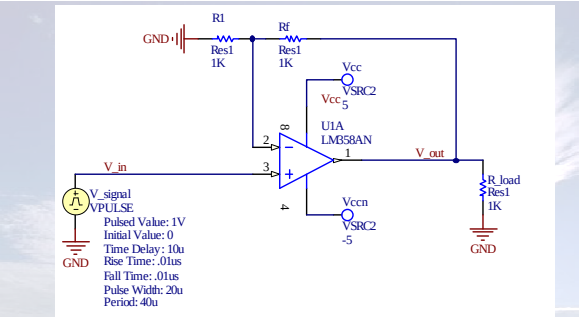
121

Zniekształcenia nieliniowe

Zniekształcenia nieliniowe powodują dodawanie do sygnału wyjściowego harmonicznych nie występujących w sygnale wejściowym

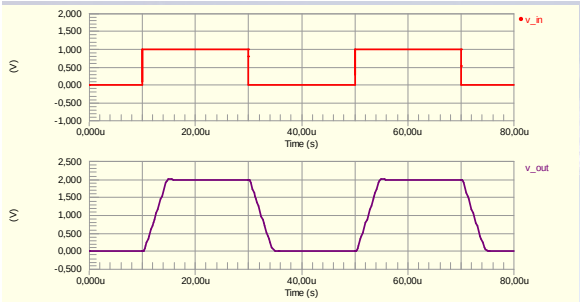
122

Odpowiedź impulsowa wzmacniaczy



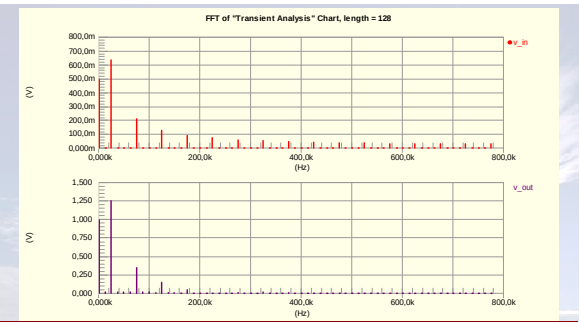
123

Odpowiedź impulsowa wzmacniaczy



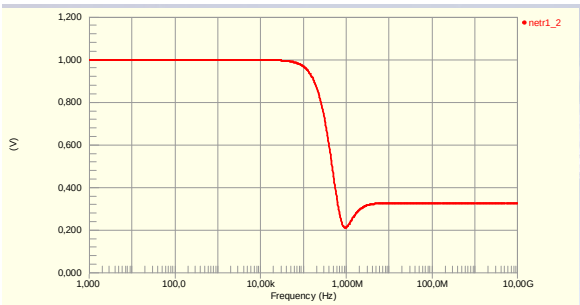
124

Odpowiedź impulsowa wzmacniaczy



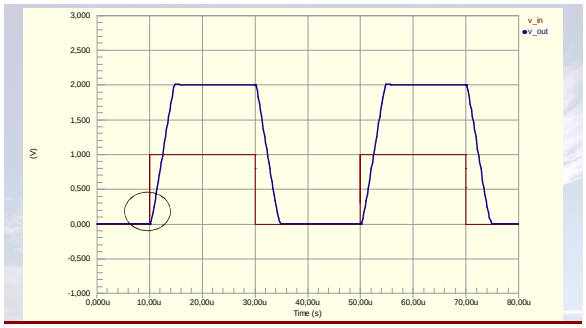
125

Odpowiedź impulsowa wzmacniaczy



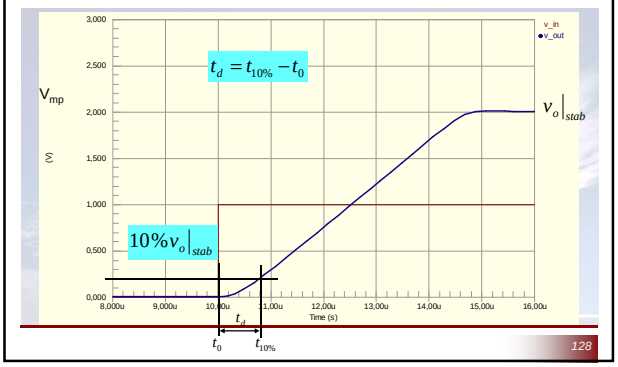
126

Odpowiedź impulsowa opóźnienie sygnału



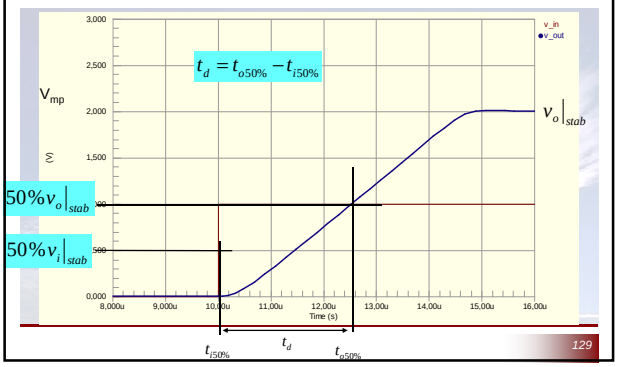
127

Odpowiedź impulsowa opóźnienie sygnału



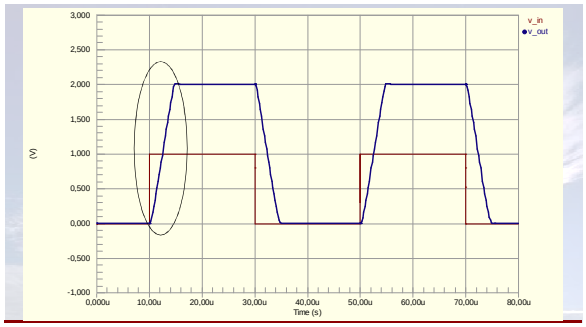
128

Odpowiedź impulsowa opóźnienie sygnału



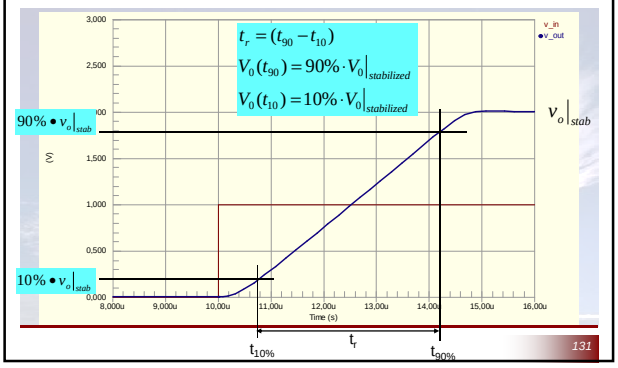
129

Odpowiedź impulsowa czas narastania/opadania zbocza



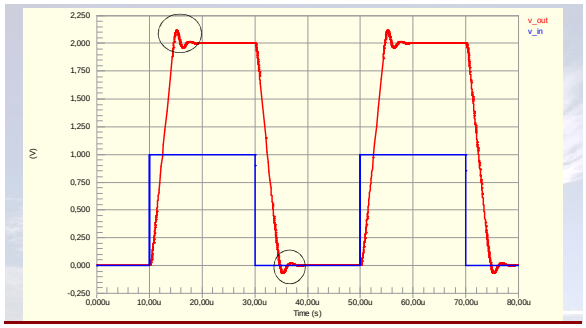
130

Odpowiedź impulsowa czas narastania/opadania zbocza



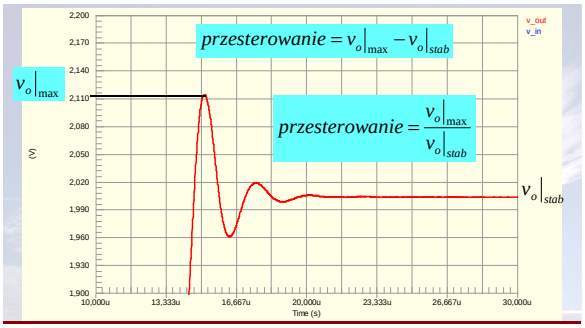
131

Odpowiedź impulsowa – przesterowania



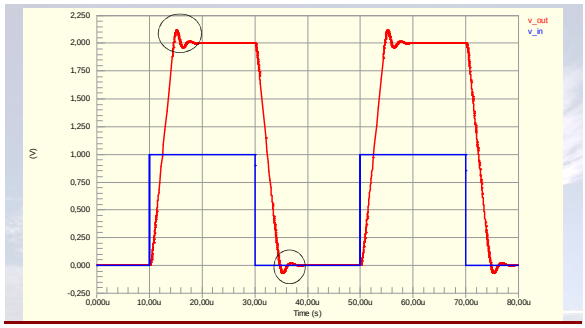
132

Odpowiedź impulsowa – przesterowania



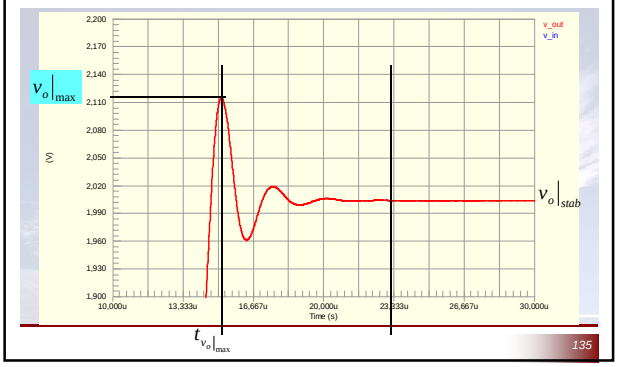
133

Odpowiedź impulsowa – zafalowania



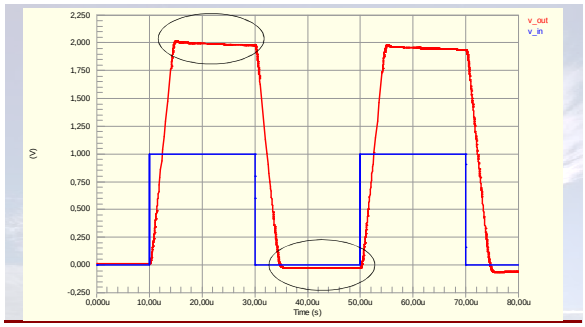
134

Odpowiedź impulsowa – zafalowania



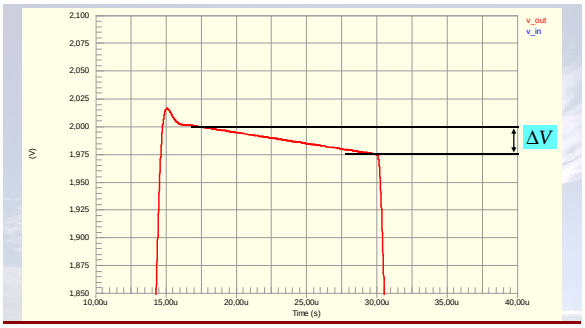
135

Odpowiedź impulsowa – opadanie sygnału



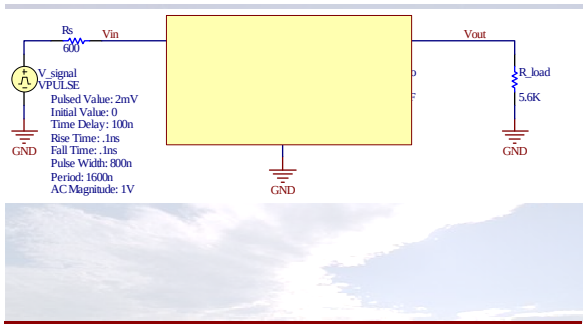
136

Odpowiedź impulsowa – opadanie sygnału



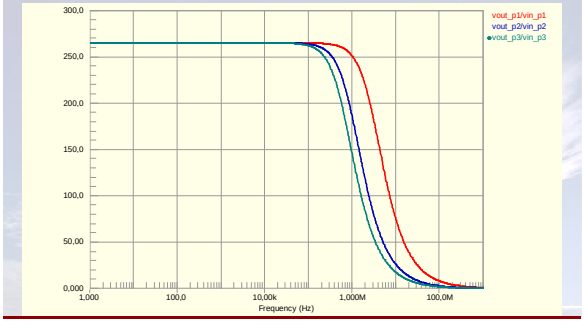
137

Odpowiedź impulsowa a charakterystyka częstotliwościowa



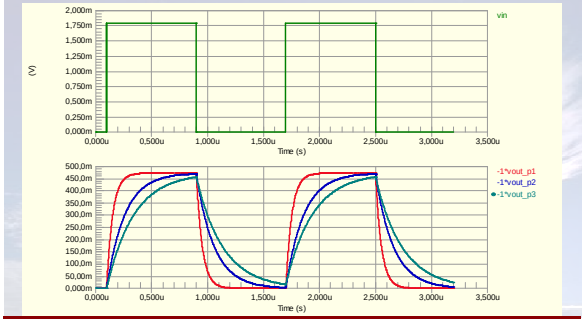
138

Odpowiedź impulsowa a charakterystyka częstotliwościowa



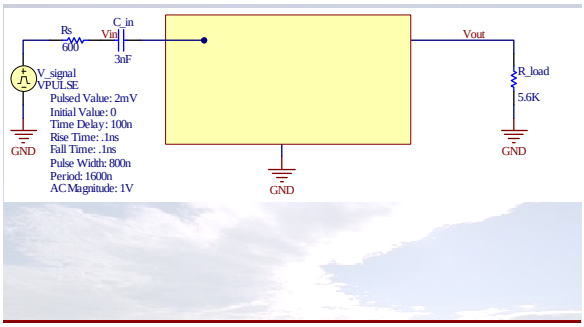
139

Odpowiedź impulsowa a charakterystyka częstotliwościowa



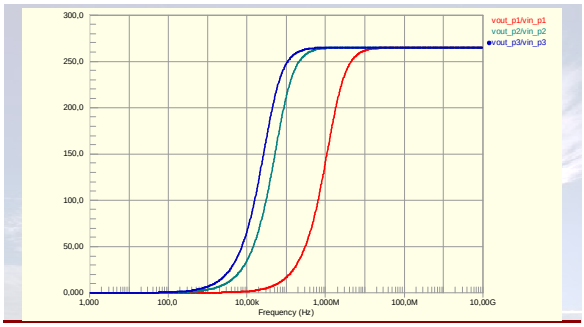
140

Odpowiedź impulsowa a charakterystyka częstotliwościowa



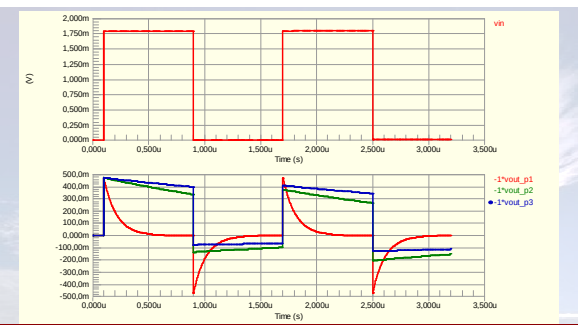
141

Odpowiedź impulsowa a charakterystyka częstotliwościowa



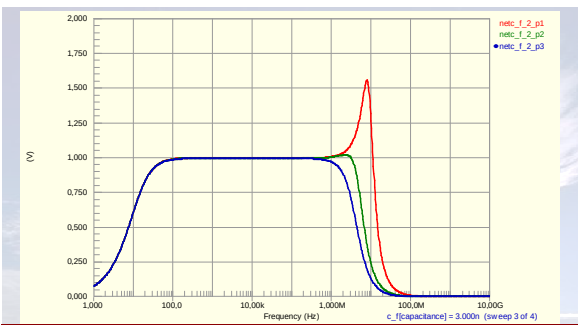
142

Odpowiedź impulsowa a charakterystyka częstotliwościowa



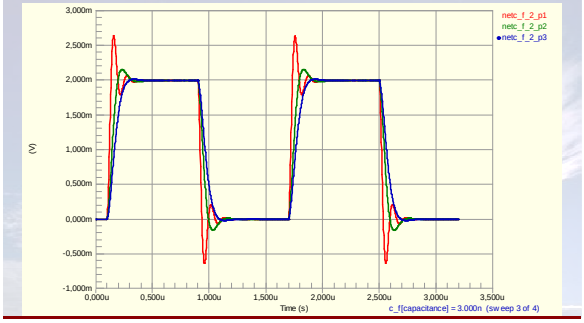
143

Odpowiedź impulsowa a charakterystyka częstotliwościowa

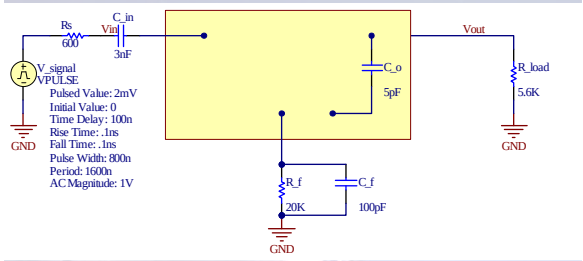


144

Odpowiedź impulsowa a charakterystyka częstotliwościowa



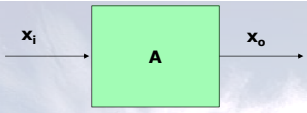
Odpowiedź impulsowa a charakterystyka częstotliwościowa



Odpowiedź impulsowa podsumowanie

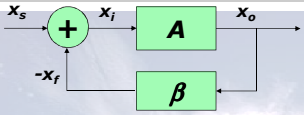
- Odpowiedź impulsowa określa dynamiczne zachowanie wzmacniacza
- Występuje 5 rodzajów zniekształceń odpowiedzi impulsowejThere is 5 types of distortion in pulse response:
  - opóźnienie
  - „łagodne” (nieostre) zbocze
  - przesterowanie
  - zafalowania
  - opadanie

Sprzężenie zwrotne



$A = k = \frac{x_o}{x_i}$ **transmitancja**

Sprzężenie zwrotne $A = \frac{x_o}{x_i}$



$\beta = \frac{x_f}{x_o}$

$x_i = x_s - x_f$

$$A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{x_o}{x_i + x_f} = \frac{x_o}{x_i} \cdot \frac{1}{1 + \frac{x_f}{x_i}} = \frac{x_o}{x_i} \cdot \frac{1}{1 + \frac{x_o}{x_i} \cdot \frac{x_f}{x_o}}$$

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$$

Sprzężenie zwrotne

- Bloki A i β są unilateralne
- Można je podzielić na ujemne i dodatnie (sprzężenie jest dodatnie jeżeli:

$$|A_f| < |A| \qquad |1 + A\beta| > 1$$

- Sprzężenie może zmieniać charakter wraz ze zmianą częstotliwości

Sprzężenie zwrotne

Ujemne sprzężenie zwrotne:

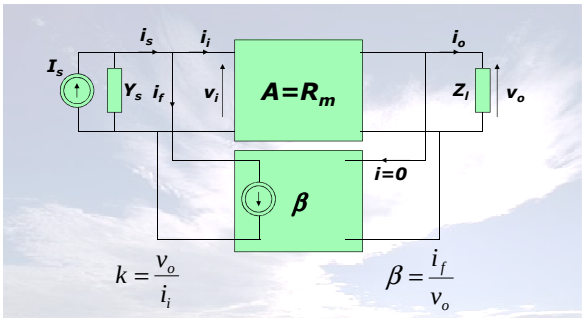
- polepsza liniowość układu
- obniża wpływ zmian elementów aktywnych na parametry układu
- modyfikuje parametry częstotliwościowe układu
- zmienia impedancje wyjściową i wejściową
- pozwala na stabilizacje punkt pracy tranzystorów

Sprzężenie zwrotne

Dodatnie sprzężenie zwrotne zastosowanie:

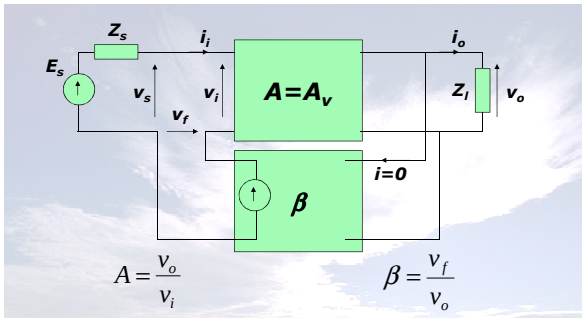
- generatory przebiegów harmonicznych i impulsowych
- wzmacniacze w celu uzyskania dużej impedancji wejściowej

Sprzężenie zwrotne napięciowo-równoległe



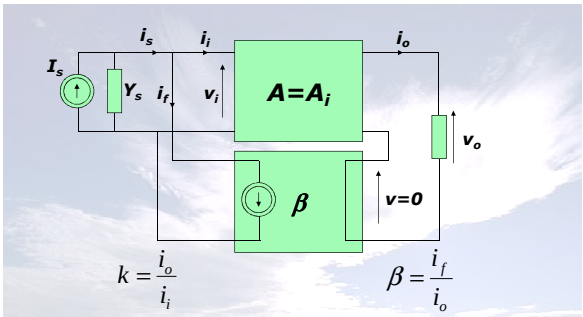
$$k = \frac{v_o}{i_i} \qquad \beta = \frac{i_f}{v_o}$$

Sprzężenie zwrotne napięciowo-szeregowe



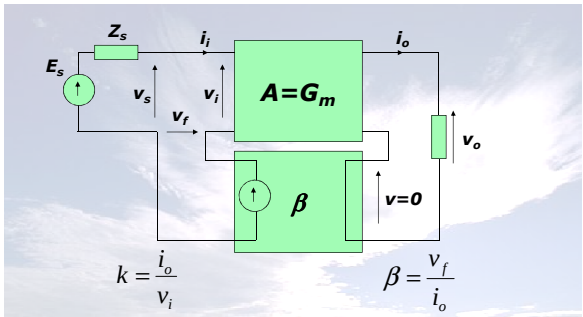
$$A = \frac{v_o}{v_i} \qquad \beta = \frac{v_f}{v_o}$$

Sprzężenie zwrotne prądowo-równoległe



$$k = \frac{i_o}{i_i} \qquad \beta = \frac{i_f}{i_o}$$

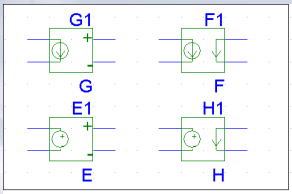
Sprzężenie zwrotne prądowo-szeregowe



$$k = \frac{i_o}{v_i} \qquad \beta = \frac{v_f}{i_o}$$

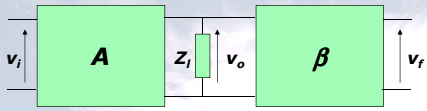
Sprzężenie zwrotne

$\beta = \frac{i_f}{v_o}$ $\beta = \frac{i_f}{i_o}$ $\beta = \frac{v_f}{v_o}$ $\beta = \frac{v_f}{i_o}$



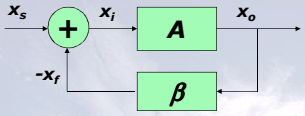
Sprzężenie zwrotne stabilizacja wzmocnienia

$A\beta$ - wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego
Pożądane jest aby $A\beta << 1$



$A\beta = \frac{v_f}{v_i}$

Sprzężenie zwrotne stabilizacja wzmocnienia

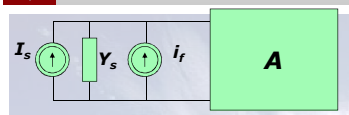


Dla silnego wzmocnienia $|A\beta| >> 1$

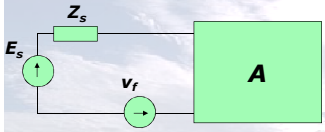
$$A_f = \frac{A}{1+A\beta} = \frac{1}{\frac{1}{A}+\beta} = \frac{1}{\beta}\cdot\frac{1}{1+\frac{1}{A\beta}}$$

$$A_f \approx \frac{1}{\beta}$$

Wpływ źródła sygnału na działanie sprzężenia zwrotnego

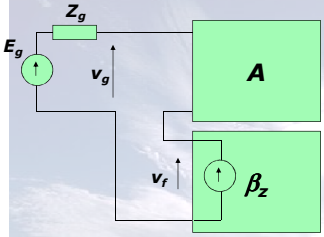


$i_f = \beta v_o$



$u_f = \beta v_o Z_s$

Wpływ źródła sygnału na działanie sprzężenia zwrotnego

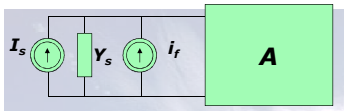


$v_f = \beta\, v_o Z_s = \beta_z v_o$

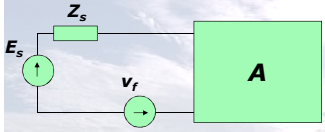
gdzie

$\beta_z = \beta\, Z_s$

Wpływ źródła sygnału na działanie sprzężenia zwrotnego

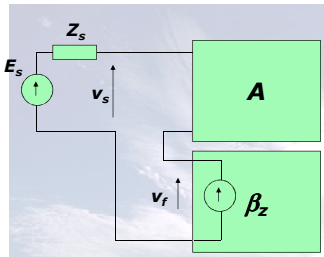


$i_f = \beta\, i_o$



$v_f = \beta\, i_o Z_s$

Wpływ źródła sygnału na działanie sprzężenia zwrotnego

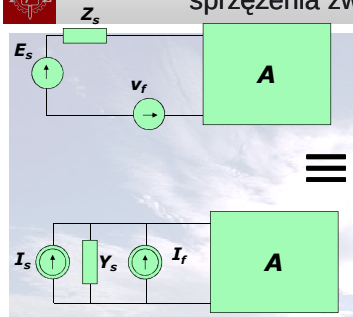


$$v_f = \beta\, i_o Z_s = \beta_z i_o$$

gdzie

$$\beta_z = \beta\, Z_s$$

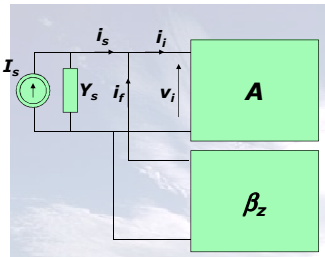
Wpływ źródła sygnału na działanie sprzężenia zwrotnego



$$v_f = \beta\, v_o$$

$$i_f = \beta\, v_o Y_s$$

Wpływ źródła sygnału na działanie sprzężenia zwrotnego

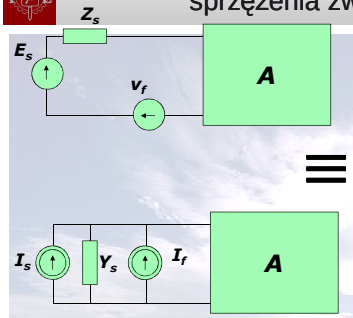


$$i_f = \beta\, v_o Y_s = \beta_z v_o$$

gdzie

$$\beta_z = \beta\, Y_s$$

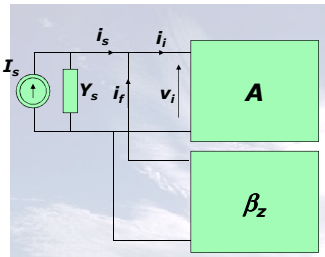
Wpływ źródła sygnału na działanie sprzężenia zwrotnego



$$v_f = \beta i_o$$

$$i_f = \beta\, i_o Y_s$$

Wpływ źródła sygnału na działanie sprzężenia zwrotnego

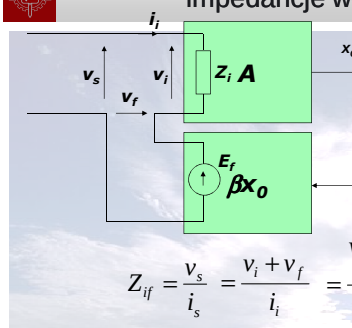


$$i_f = \beta\, i_o Y_s = \beta_z i_o$$

gdzie

$$\beta_z = \beta\, Y_s$$

Wpływ sprzężenia zwrotnego na impedancje wejściową



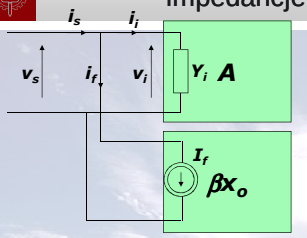
$$Z_i = \frac{v_i}{i_i}$$

$i_s = i_i$

$$Z_{if} = \frac{v_s}{i_s} = \frac{v_i + v_f}{i_i} = \frac{v_i\left(1+\frac{v_f}{v_i}\right)}{i_i} = \frac{v_i}{i_i}\left(1+\frac{v_f}{v_i}\right)$$

$$Z_{if} = Z_i(1 + A\,\beta)$$

Wpływ sprzężenia zwrotnego na impedancje wejściową



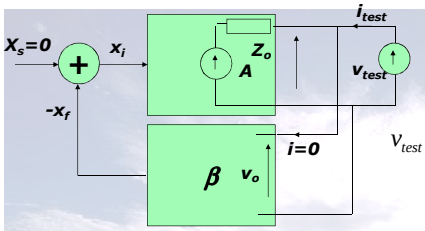
$$Y_i = \frac{i_i}{v_i}$$

Sprzężenie równoległe $u_s = u_i$

$$Y_{if} = \frac{i_s}{v_s} = \frac{i_i - i_f}{v_i} = \frac{i_i}{v_i}\left(1 - \frac{i_f}{i_i}\right)$$

$$Y_{if} = Y_i(1 - A\,\beta)$$

Wpływ sprzężenia zwrotnego na impedancje wyjściową



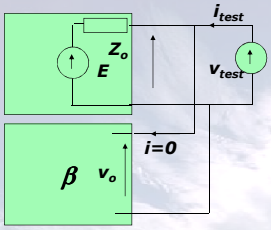
$$Z_{of} = \frac{v_{test}}{i_{test}}$$

$$v_{test} = Z_o i_{test} + A x_i$$

$$x_i = -\beta v_{test}$$

$$Z_{of} = \frac{v_{test}}{i_{test}} = \frac{Z_o}{1 + \beta A}$$

Wpływ sprzężenia zwrotnego na impedancje wyjściową



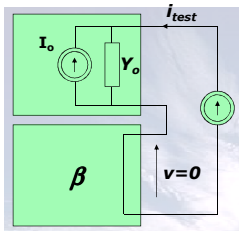
$$Z_{of} = \frac{v_{test}}{i_{test}}$$

$$v_{test} = Z_o i_{test} + A_{oc} x_i$$

$$x_i = -\beta v_{test}$$

$$Z_{of} = \frac{v_{test}}{i_{test}} = \frac{Z_o}{1 + \beta A_{oc}}$$

Wpływ sprzężenia zwrotnego na impedancje wyjściową



$$Y_{of} = \frac{i_{test}}{v_{test}}$$

$$i_{test} = Y_o i_{test} + A_{cc} x_i$$

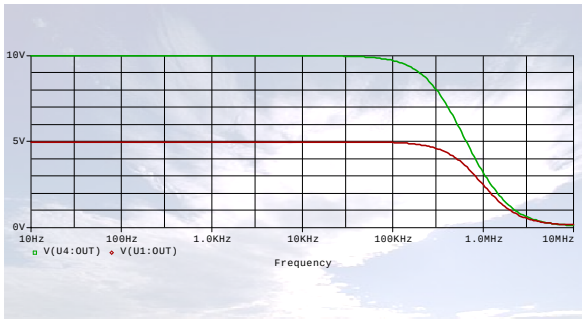
$$x_i = -\beta i_{test}$$

$$Y_{of} = \frac{i_{test}}{v_{test}} = \frac{Y_o}{1 + \beta A_{oc}}$$

Wpływ sprzężenia zwrotnego na parametry wzmacniacza

	N-S	N-R	P-S	P-R
A_u	maleje	bez zmian	maleje	bez
A_i	bez zmian	maleje	bez zmian	maleje
Z_i	wzrasta	maleje	wzrasta	maleje
Z_o	maleje	maleje	wzrasta	wzrasta

Wpływ sprzężenia zwrotnego na charakterystyki częstotliwościowe wzmacniacza



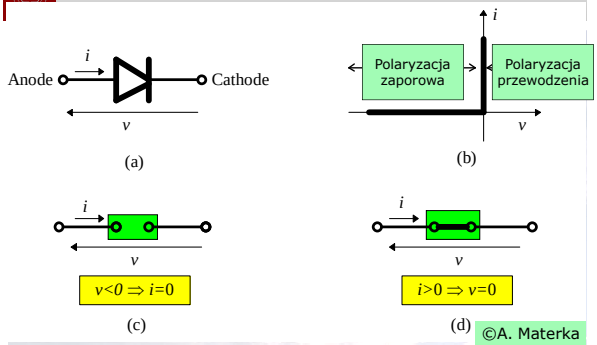
Plan wykładu

1. Wprowadzenie do sygnałów i układów elektronicznych
2. Wzmacniacze.
3. **Podstawowe układy diodowe**
4. Liniowe sprzężenie zwrotne.
5. Podstawowe układy z tranzystorami bipolarnymi
6. Podstawowe układy z tranzystorami unipolarnymi

Podstawowe układy diodowe

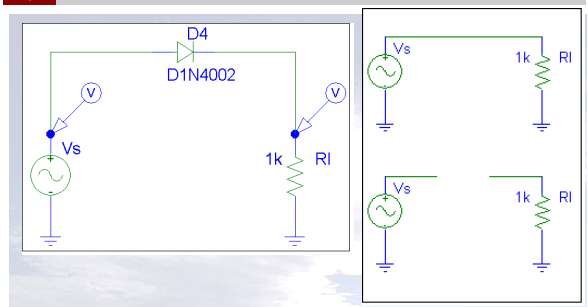
1. Dioda idealna
2. Charakterystyka diody półprzewodnikowej
3. Analiza obwodów zawierających diody
4. Małosygnałowy model diody dla małych częstotliwości
5. Prostowniki
6. Regulator napięcia z diodą Zenera
7. Diodowe układy kształtowania impulsów
8. Przełączanie i zachowanie się złącza pn dla dużych częstotliwości

Dioda (idealna)

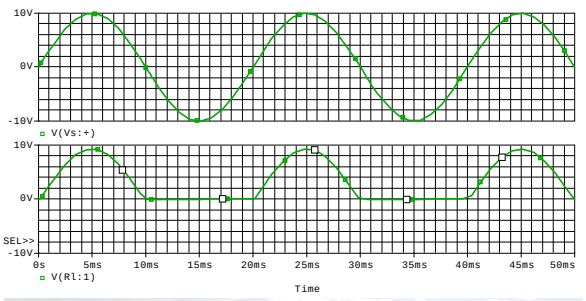


©A. Materka

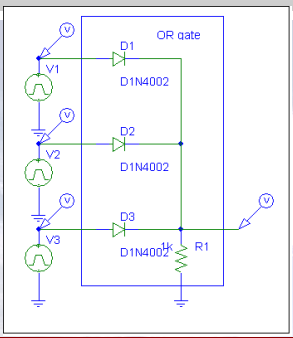
Prostownik



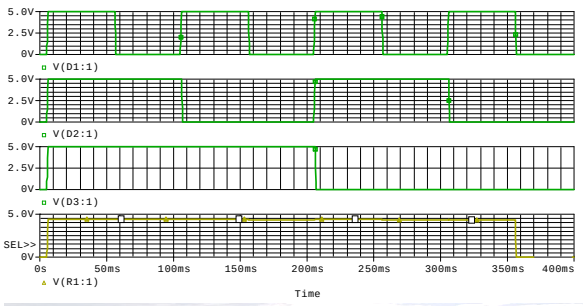
Prostownik



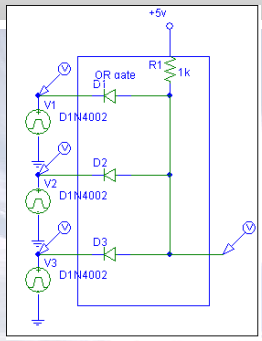
Bramka OR



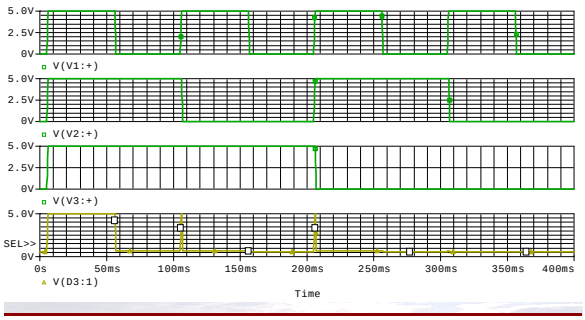
Bramka OR



Bramka AND



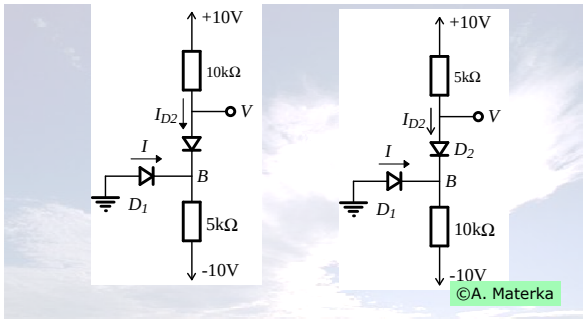
Bramka AND



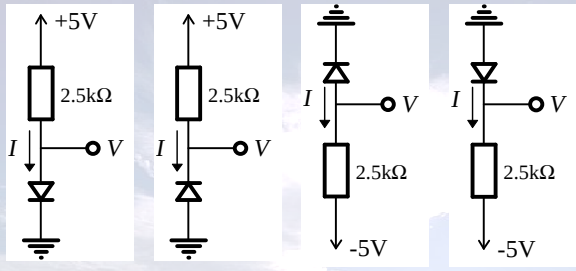
Analiza układów zawierających idealne diody

- Nie wiadomo z góry, które diody są włączone, a które wyłączone
- Zakładamy pewną hipotezę o włączonych i wyłączonych diodach
- Analizujemy obwód aby znaleźć prądy w diodach, które przyjęliśmy za przewodzące oraz napięcia no diodach, które w założeniu były wyłączone
- jeżeli prądy na diodach przewodzących są dodatnie oraz napięcia na diodach nie przewodzących są ujemne to nasza hipoteza jest prawdziwa i poprawnie rozwiązaliśmy obwód,
- W przeciwnym razie należy przyjąć inną hipotezę i powtórzyć procedurę

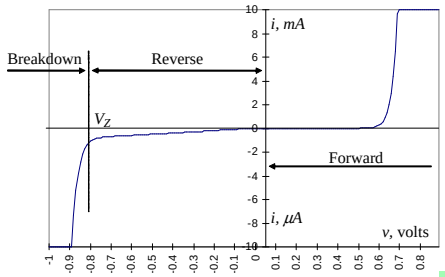
Analiza układów zawierających idealne diody



Analiza układów zawierających idealne diody



Charakterystyka diody



Skala prądów ujemnych jest rozciągnięta
Skala ujemnych napięć jest zagęszczona

©A. Materka

Kierunek przewodzenia

Równanie Shockleya:

$$i = I_S[\exp(\frac{v}{nV_T}) - 1]$$

I_S – prąd nasycenia, (ang. *saturation current*)

- Diody małej mocy: $I_S \cong 10^{-15}$A.
- Diody krzemowe (Si) : I_S podwaja się dla przy wzoście temperatury złącza o 10°.

Kierunek przewodzenia

Równanie Shockleya:

$$i = I_S[\exp(\frac{v}{nV_T}) - 1]$$

Napięcie termiczne: $V_T = kT/q$

- $k = 1.38*10^{-23}$ J/K (stała Boltzmanna)
- T temperatura w kelwinach
- $q = 1.602*10^{-19}$C (ładunek elektronu)
- przy temperaturze otoczenia, (20℃=293K) $V_T = 25.2$ mV≅25mV.

Kierunek przewodzenia

Równanie Shockleya:

$$i = I_S[\exp(\frac{v}{nV_T}) - 1]$$

Stała $n \in (1,2)$

- Diody w układach scalonych (IC) przy niskich prądach: $n \cong 1$,
- Diody jako elementy dyskretne: $n \cong 2$.

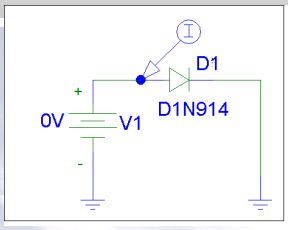
Kierunek przewodzenia

Dla $i >> I_S$

$$i = I_S \exp(\frac{v}{nV_T})$$

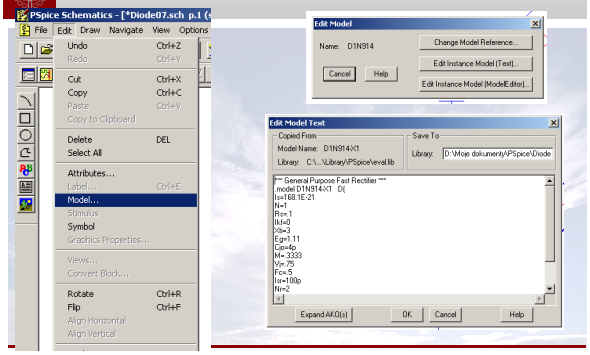
$$v = nV_T \ln(\frac{i}{I_S})$$

Kierunek przewodzenia

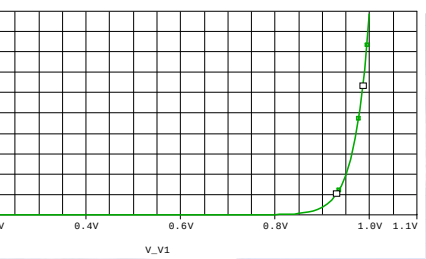



```
.model D1N914-X1   D(
Is=1e-12
N=1
)
```

Zmiana domyślnych parametrów modelu

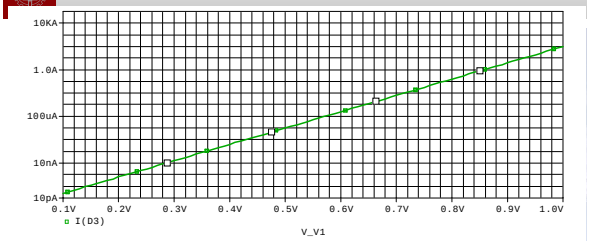


Kierunek przewodzenia



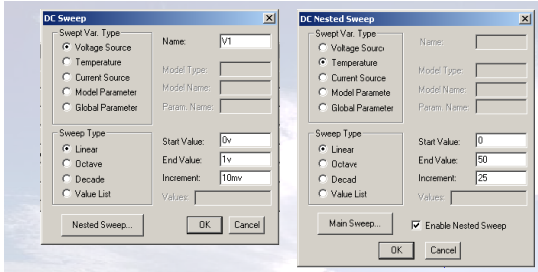
Widoczna tu zależność wykładnicza jest zachowana dla wielu dekad prądu

Kierunek przewodzenia

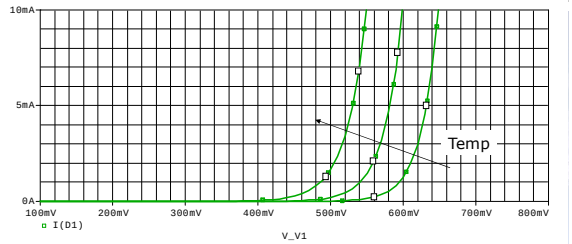


Charakterystyka diody w kierunku przewodzenia jest linią ciągłą na wykresie którym prąd podany jest w skali logarytmicznej, a napięcie w skali liniowej

Analiza DC ze zmianą dwóch parametrów



Kierunek przewodzenia



Charakterystyka diody w kierunku przewodzenia jest zależna od temperatury złącza ponieważ zarówno I_S jak i V_T są zależne od temperatury.

Kierunek przewodzenia

- Prąd diody w kierunku przewodzenia jest zaniedbywalnie mały poniżej napięcia progowego v_P (około 0.5V),
- Powyżej v_P następuje gwałtowny wzrost prądu
- Dla diody w pełni przewodzącej spadek napięcia wynosi 0.6 ÷ 0.8. W prostych modelach przewodząca dioda może być modelowana poprzez źródło napięcia stałego o napięciu 0.7v

$$i = I_S \exp(\frac{v}{nV_T})$$

```
.model D1N914-X1   D(
Is=1e-12
N=1
)
```

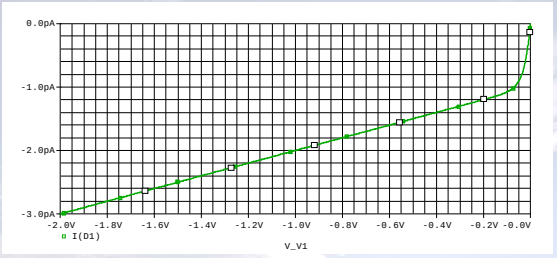
Kierunek zaporowy

***v* jest ujemne**

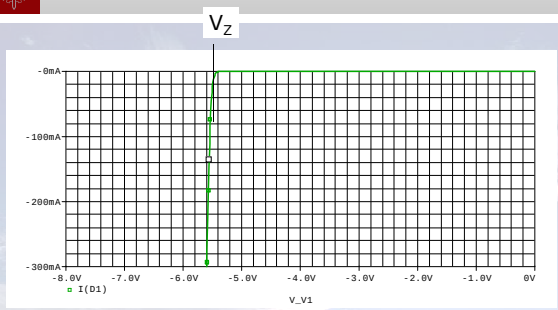
$$i=-I_S$$

- prąd ulega nasyceniu gdy $|v|>V_T$, $v<0$.
- W rzeczywistości dla diod krzemowych prąd nasycenia wzrasta z napięciem $|v|$ z powodu zjawiska generacji i rekombinacji nośników występującego w warstwie zuborzonej
- Ponadto w rzeczywistych diodach występuje prąd wsteczny, który jest stosunkowo mały ale znacząco większy od I_S.

Kierunek zaporowy



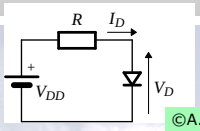
Przebicie wsteczne



Przebicie wsteczne

- V_Z – **napięcia przebicia** (wynikające ze zjawiska przebicia lawinowego lub Zenera
- Prąd wsteczny gwałtownie rośnie wraz ze wzrostem napięcia wstecznego
- Zazwyczaj przebicie dla diody nie jest destrukcyjne ponieważ moc wydzielana na złączu pn jest ograniczona do bezpiecznego poziomu dzięki zastosowaniu dodatkowych elementów (np. rezystora)
- Charakterystyka *i-v* w obszarze przebicia jest niemal pionową linią prostą . Pozwala to na używanie diody pracującej w tym obszarze jako stabilizatora napięcia

Analiza obwodów zawierających diody



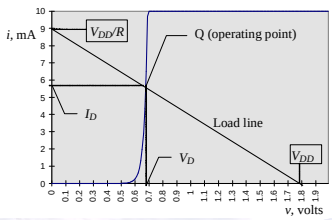
©A. Materka

załóżmy $V_{DD} > 0.1V$, Prąd diody $I_D << I_S$

$$I_D = I_S \exp(\frac{V_D}{nV_T}) \qquad I_D = (V_{DD} - V_D) / R$$

Jeżeli I_S i n są znane to dwoma nieznanymi wartościami są I_D i V_D.

Graphical analysis



$$I_D = I_S \exp(\frac{V_D}{nV_T})$$

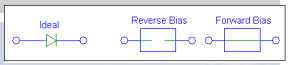
$$I_D = (V_{DD} - V_D) / R$$

©A. Materka

Rozwiązaniem tego układu równań jest przecięcie dwóch wykresów (**punkt pracy**)

Modele diody

1. Dioda idealna:



2. Dioda idealna z napięciem progowym:

3. Dioda idealna z napięciem progowym i rezystancją szeregową:

Modele diody

Dla dużych prądów rezystancja szeregowa *Rs* ma duży wpływ na charakterystykę diody

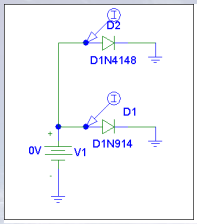
$$v = nV_T \ln(\frac{i}{I_S}) + iR_S$$

Typowo $Rs \in [10\Omega, 100\Omega]$.

Rs maleje ze wzrostem przekroju złącza pn $\Rightarrow$ dla diod wysokonapięciowych

$Rs \cong 0.1\Omega$.

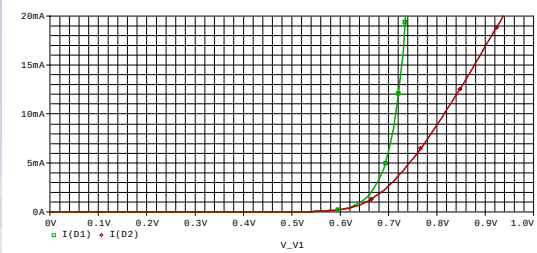
Model diody z rezystancją szeregową




```
.model D1N4148-X  D(
Is=1E-12
N=1.2
Rs=10)

.model D1N914-X1   D(
Is=1e-12
N=1.2
)
```

Model diody z rezystancją szeregową



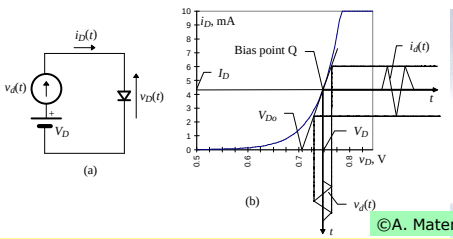
Model diody dla małych sygnałów

Zazwyczaj w układach elektronicznych stałe napięcie zasilania jest wykorzystywane do ustalenia punktu pracy nieliniowego przyrządu elektronicznego. Natomiast niewielki sygnał zmienny podawany na ten przyrząd jest przez niego przetwarzany

Procedura analizy obwodu:

1. Analiza zastępczego obwodu DC w celu znalezienia punktu pracy (model nieliniowy)
2. Analiza układu zastępczego dla małych sygnałów (małosygnałowy model liniowy)

Tworzenie małosygnałowego modelu diody



©A. Materka

Nieliniowy przyrząd wysterowany napięciem DC w celu uzyskania określonego punktu pracy
Mały sygnał AC podany na przyrząd
Liniowy małosygnałowy obwód zastępczy

Tworzenie małosygnałowego modelu diody

Rozwiązanie układu DC dla $V_D >> V_T$ $\quad I_D = I_S \exp(\frac{V_D}{nV_T})$

Całkowite chwilowe napięcie na diodzie $v_D(t)$ $\quad v_D(t) = V_D + v_d(t)$

Całkowity chwilowy prąd diody $i_D(t)$ $\quad i_D(t) = I_S \exp\left(\frac{V_D + v_d(t)}{nV_T}\right)$

$$i_D(t) = I_D \exp\left(\frac{v_d(t)}{nV_T}\right)$$

Tworzenie małosygnałowego modelu diody

Zakładamy, że chwilowe wartości sygnału $v_d(t)$ są odpowiednio małe $\frac{v_d(t)}{nV_T} << 1$

Rozwijając wykładnicze równanie w szereg Taylora i obcinając to rozwinięcie po dwóch pierwszych elementach otrzymujemy:

$$i_D(t) = I_D \exp\left(\frac{v_d(t)}{nV_T}\right) \Rightarrow i_D(t) = I_D\left(1 + \frac{v_d(t)}{nV_T}\right)$$ **Aproksymacja małosygnałowa**

$$i_D(t) = I_D + \frac{I_D}{nV_T} v_d(t)$$

Tworzenie małosygnałowego modelu diody

Pomijając stały prąd polaryzacji I_D otrzymujemy składową sygnału proporcjonalną do napęcia $v_d(t)$.

$i_D(t) = I_D + i_d(t)$ where $i_d(t) = \frac{I_D}{nV_T} v_d(t)$

$r_d = \frac{nV_T}{I_D}$ **Małosygnałowa rezystancja diody (rezystancja dynamiczna)**

$r_d = 1/\left[\frac{\partial i_D}{\partial v_D}\right]_{i_D = I_D}$ Wartość r_d jest odwrotnie proporcjonalna do stałego prądu I_D *polaryzującego diodę*.

Tworzenie małosygnałowego modelu diody

równanie stycznej $\quad i_D = \frac{1}{r_d}[v_D - V_{Do}]$

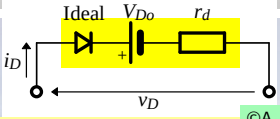
Całkowita aproksymacja napięcia w kierunku przewodzenia

$$\begin{aligned} v_D &= V_{Do} + i_D r_d \\ &= V_{Do} + I_D r_d + i_d r_d \\ &= V_D + i_d r_d \end{aligned}$$

Tworzenie małosygnałowego modelu diody

- Sygnał napięciowy na diodzie : $v_d = i_d r_d$.
- Analiza DC (punktu pracy) wykonywana jest niezależnie od analizy sygnału.
- Analiza sygnału jest wykonywana jest przy eliminacji wszystkich źródeł DC i zastąpieniu diody małosygnałową rezystancją r_d.
- Otrzymany małosygnałowy obwód zastępczy rozwiązywany jest za pomocą technik analizy obwodów liniowych.

Zastępczy model diody dla małych zmian sygnału wokół punktu pracy Q

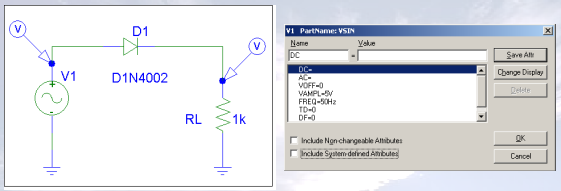


©A. Materka

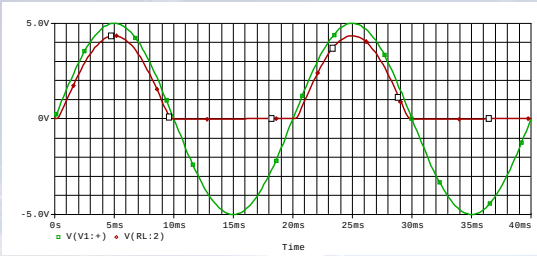
Przyjeta notacja

- v_D i i_D oznaczają całkowite chwilowe napięcie i prąd diody. W celu uwypuklenia zmienności w czasie tych wielkości stosuje się oznaczenia: $v_D(t)$ i $i_D(t)$.
- V_D i I_D oznaczają stałe napięcie i prąd diody w punkcie pracy
- v_d i i_d oznaczają (małe) sygnały zmiennerepresent the (small) ac signals. W celu uwypuklenia zmienności w czasie tych wielkości stosuje się oznaczenia: $v_d(t)$ i $i_d(t)$.

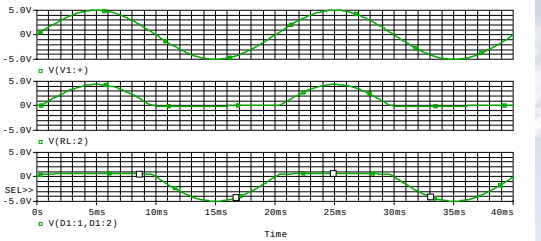
Prostownik jednopołówkowy



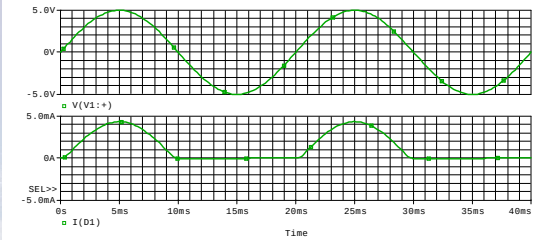
Prostownik jednopołówkowy



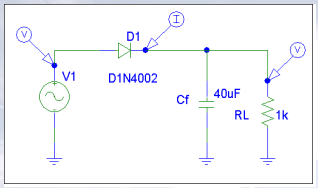
Prostownik jednopołówkowy



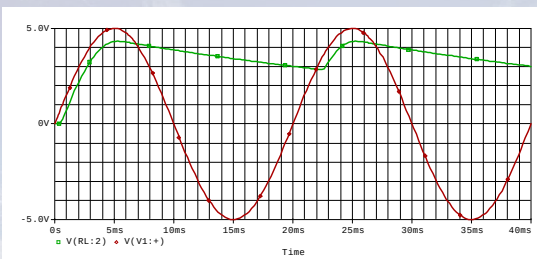
Prostownik jednopołówkowy



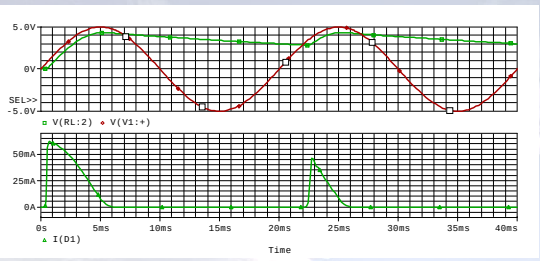
Prostownik jednopołówkowy z kondensatorem filtrującym



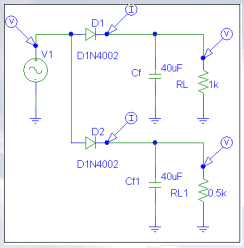
Prostownik jednopołówkowy z kondensatorem filtrującym



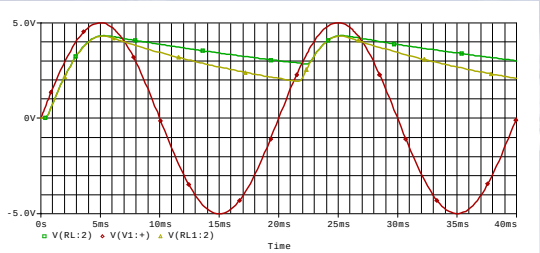
Prostownik jednopołówkowy z kondensatorem filtrującym



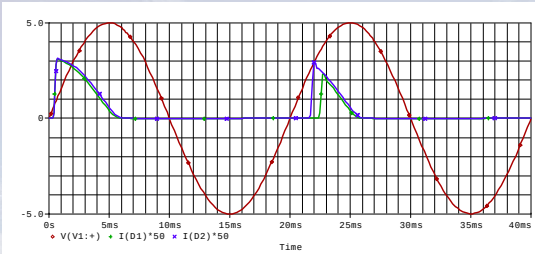
Prostownik jednopołówkowy z kondensatorem filtrującym (wpływ zmiany obciążenia)



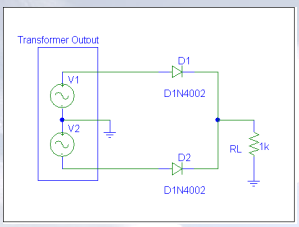
Prostownik jednopołówkowy z kondensatorem filtrującym (wpływ zmiany obciążenia)



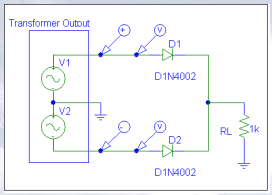
Prostownik jednopołówkowy z kondensatorem filtrującym (wpływ zmiany obciążenia)



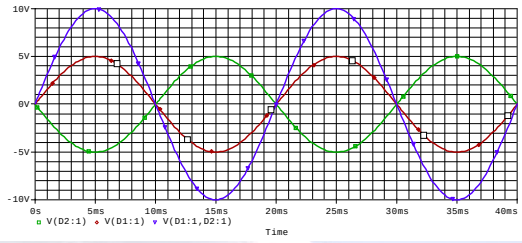
Prostownik dwupołówkowy



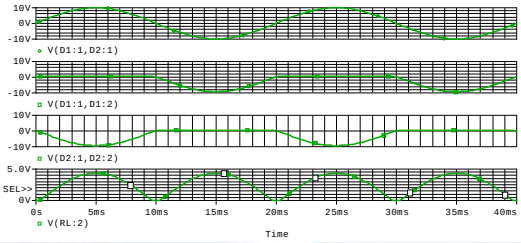
Prostownik dwupołówkowy



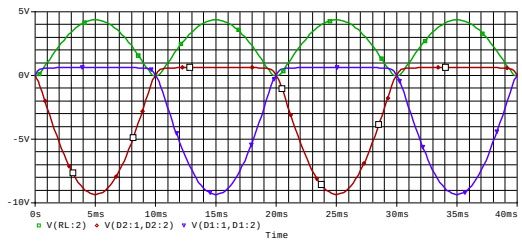
Prostownik dwupołówkowy



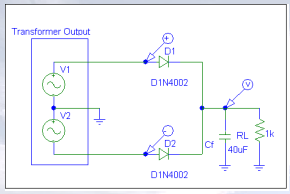
Prostownik dwupołówkowy



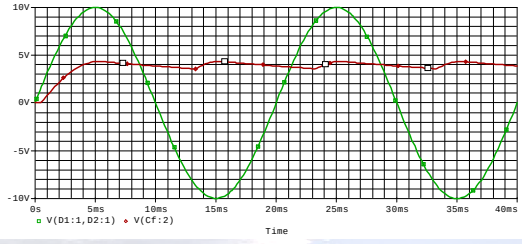
Prostownik dwupołówkowy



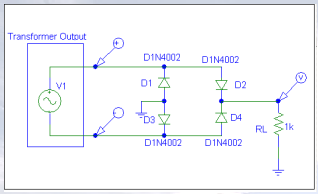
Prostownik dwupołówkowy z kondensatorem filtrującym



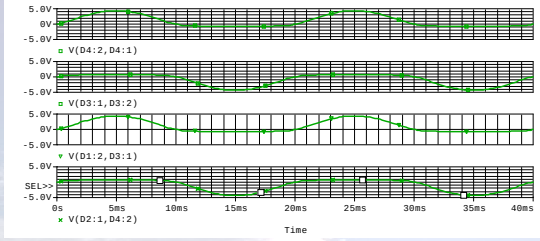
Prostownik dwupołówkowy z kondensatorem filtrującym



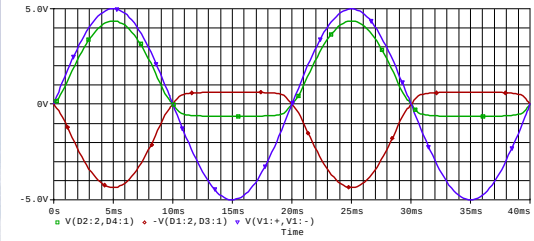
Mostek Gretza



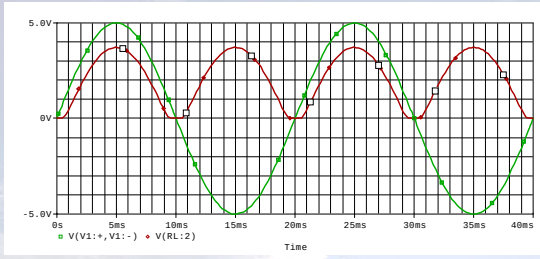
Mostek Gretza



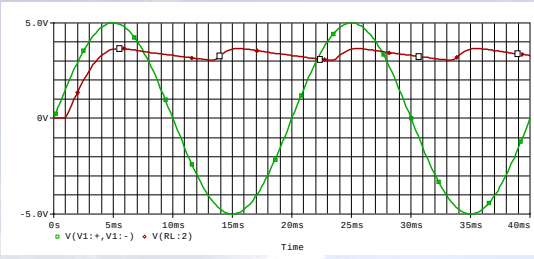
Mostek Gretza



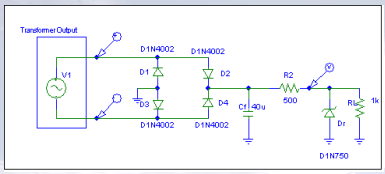
Mostek Gretza



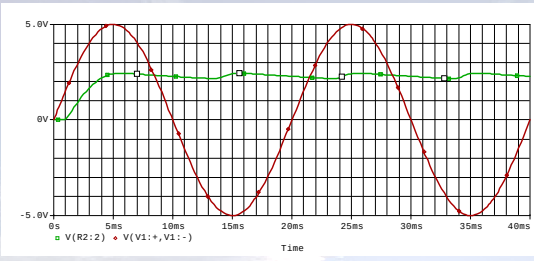
Mostek Gretza z kondensatorem filtrującym



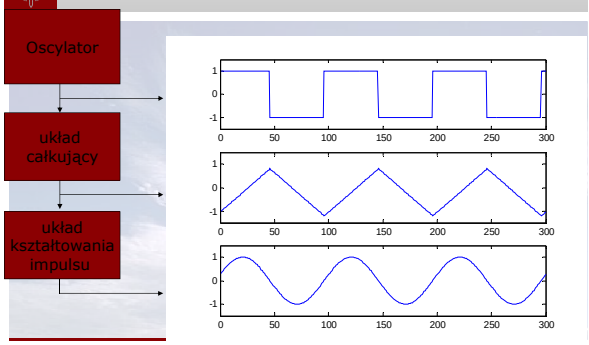
Mostek Gretza z kondensatorem filtrującym i stabilizatorem szeregowym z diodą zenera



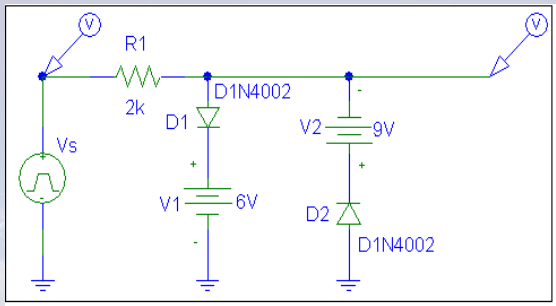
Mostek Gretza z kondensatorem filtrującym i stabilizatorem szeregowym z diodą zenera



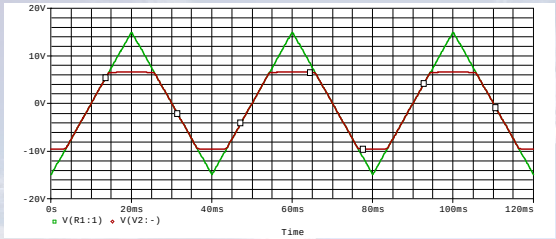
Układy kształtowania impulsu



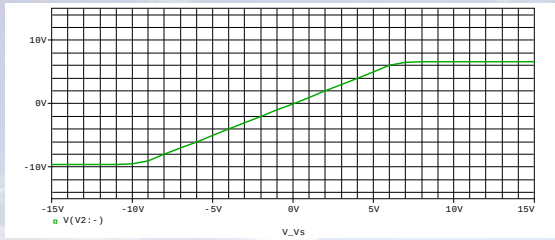
Układy kształtowania impulsu – układ ograniczania napięcia



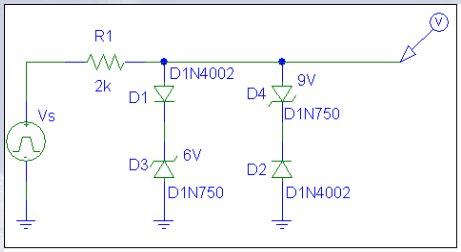
Układy kształtowania impulsu – układ ograniczania napięcia



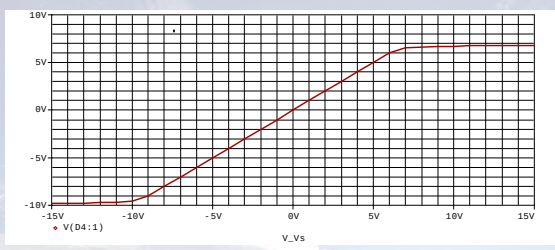
Układy kształtowania impulsu – układ ograniczania napięcia



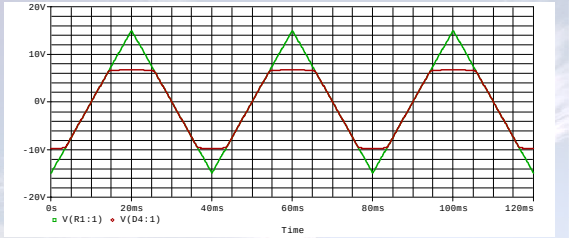
Układy kształtowania impulsu – układ ograniczania napięcia



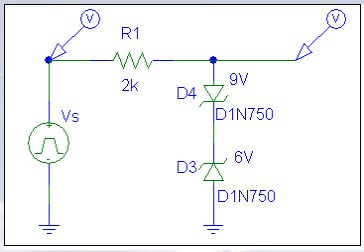
Układy kształtowania impulsu – układ ograniczania napięcia



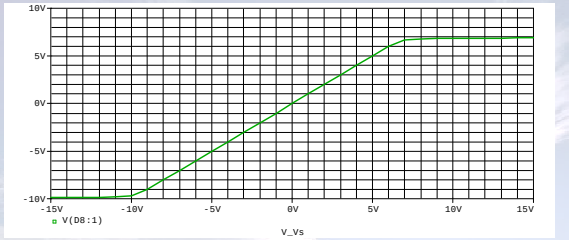
Układy kształtowania impulsu – układ ograniczania napięcia



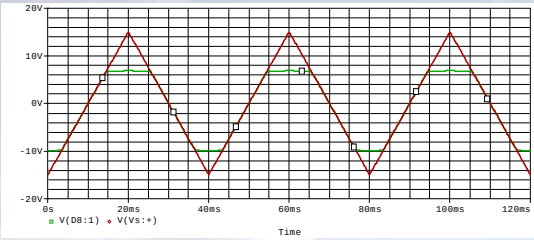
Układy kształtowania impulsu – układ ograniczania napięcia



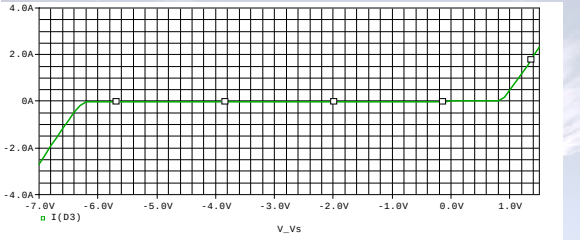
Układy kształtowania impulsu – układ ograniczania napięcia



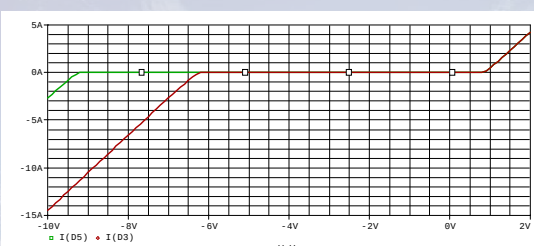
Układy kształtowania impulsu – układ ograniczania napięcia



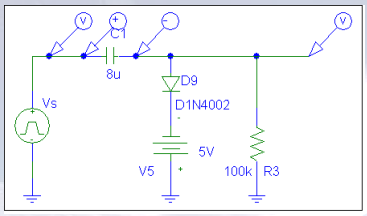
Charakterystyka diody Zenera



Charakterystyka diody Zenera

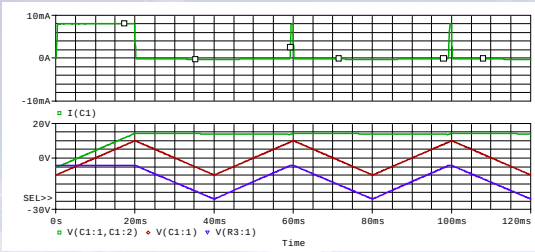


Układ przylegania (*ang. Clamp circuit*)

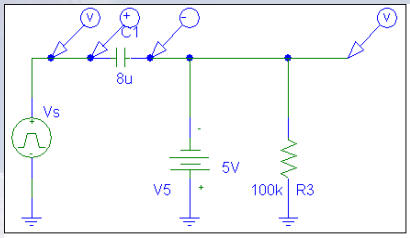


$$v_o(t) = v_{in}(t) - V_C$$

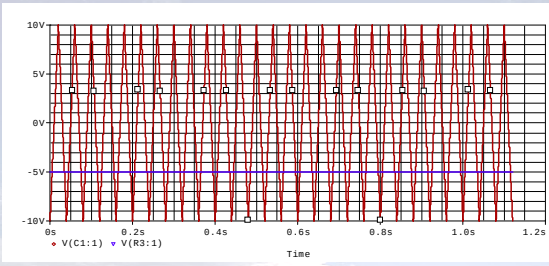
Układ przylegania (*ang. Clamp circuit*)



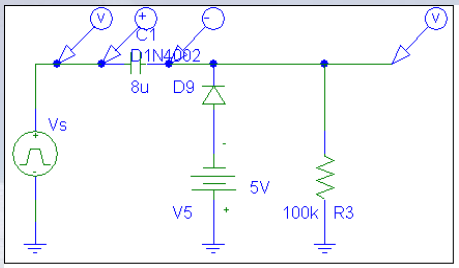
Układ przylegania (*ang. Clamp circuit*)



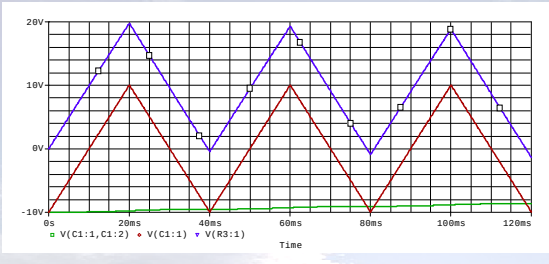
Układ przylegania (*ang. Clamp circuit*)



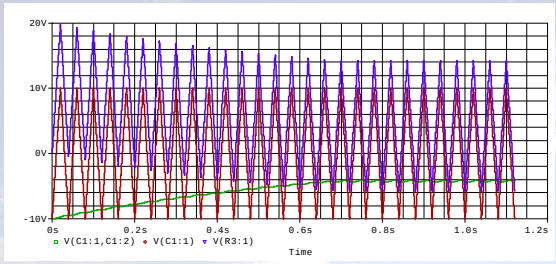
Układ przylegania (*ang. Clamp circuit*)



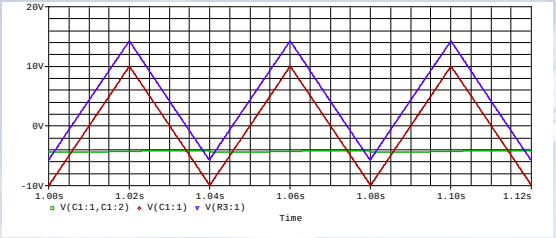
Układ przylegania (*ang. Clamp circuit*)



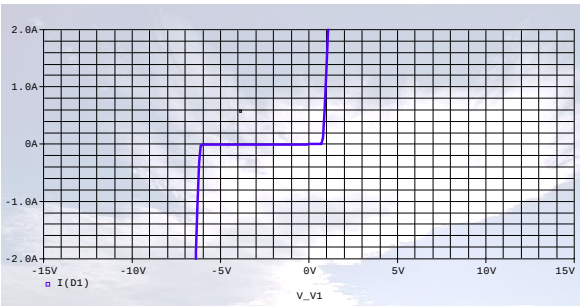
Układ przylegania (*ang. Clamp circuit*)



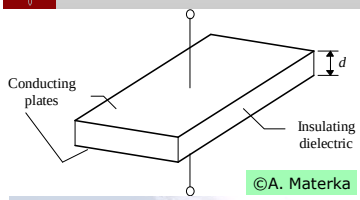
Układ przylegania (*ang. Clamp circuit*)



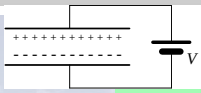
Statyczna charakterystyka diody



Przełączanie złącza pn



©A. Materka



©A. Materka

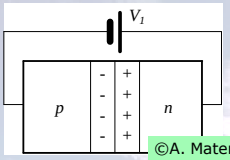
Dla kondensatora liniowego *Q=CV*

A – powierzchnia okładki,
d – odległość pomiędzy okładkami,
ε - stała dielektryczna:

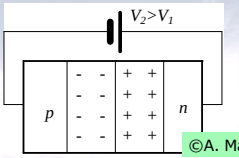
$$C = \frac{\varepsilon A}{d}$$

Pojemność złączowa (ang. *Depletion Capacitance*)

Ładunek zgromadzony we wstecznie spolaryzowanym złączu pn



©A. Materka



©A. Materka

Wraz ze wzrostem napięcia wstecznego zwiększa się ładunek zgromadzony w warstwie zubożonej

$$C_j = \left|\frac{dQ}{dv_D}\right|$$ pojemność zubożenia (depletion capacitance)
Pojemność dynamiczna (przyrostowa)

Pojemność złączowa

$$C_j = \left|\frac{dQ}{dv_D}\right|$$

dQ – przyrost ładunku zgromadzonego po jednej stronie złącza

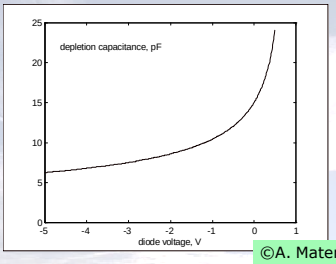
$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left[1 - \frac{v_D}{V_{j0}}\right]^m}$$

C_{j0} – Pojemność dla zerowego napięcia wstecznego
v_D – Napięcie na diodzie,
V_{j0} – wbudowana bariera potencjału
m – współczynnik zależny od sposobu domieszkowania (*m*=1/3 dla złączy liniowych, *m*=1/2 dla złączy skokowych)

C_{j0} jest proporcjonalne do powierzchni złącza oraz do poziomu domieszkowania

Diody o zmiennej pojemności (varicaps)

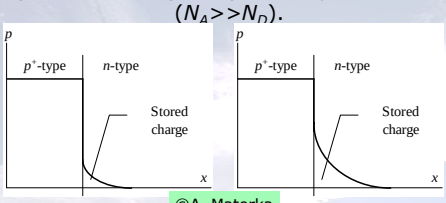
MV2201 diode (Motorola),
Cj0 = 15 pF, *m* = 0.43, and *Vj0* = 0.75 V



©A. Materka

Pojemność dyfuzyjna

Ładunek zgromadzony w złączu pn spolaryzowanym w kierunku przewodzenia
Dla uproszczenia asymetryczne złącze skokowe *p+n* ($N_A >> N_D$).



©A. Materka

(a) $i_D = I_1$ (b) $i_D = I_2 > I_1$
Koncentracja dziur w funkcji odległości dla dwóch wartości prądów diody

Pojemność dyfuzyjna

Występowanie ładunku dyfuzyjnego jest spowodowane skończonym czasem życia dziur, które zanikają w procesie rekombinacji
(czas życia nośników mniejszościowych)
Ze wzrostem prądu wzrasta liczba dziur podlegających dyfuzji w poprzek złącza co powoduje wzrost ładunku dyfuzyjnego

$$C_{dif} = \frac{\tau_T I_D}{V_T}$$

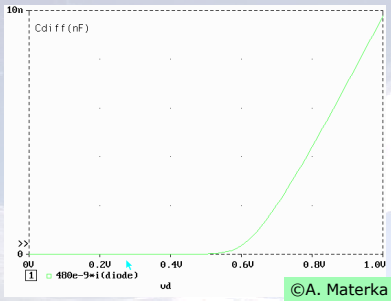
τ_T – czas transportu nośników mniejszościowych *(Dla złączy p+n* $\tau_T = \tau_p$ jest czasem życia dziur w półprzewodniku typu n)
I_D – *prąd diody w punkcie pracy*
V_T - *napięcie termiczne.*

Pojemność dyfuzyjna

$$C_{dif} = \frac{\tau_T I_D}{V_T}$$

Pojemność dyfuzyjna jest proporcjonalna do stałego prądu diody.
Pojemność ta gwałtownie wzrasta gdy VD > 0.6 V
Dla przyrządów krzemowych jej wartość jest pomijalna dla prądów wstecznych

Pojemność dyfuzyjna w funkcji napięcia dla diody 1N4148

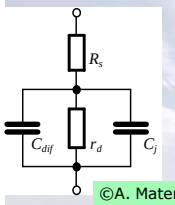


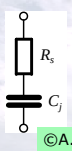
©A. Materka

Małosygnałowy model diody dla dużych częstotliwości

$$r_d = \frac{nV_T}{I_D}$$ Rezystancja dynamiczna

C_j – Pojemność złączowa, C_{dif} - Pojemność dyfuzyjna



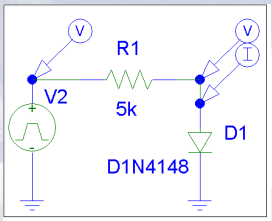


Wszystkie parametry modelu za wyjątkiem R_S są zależne od punktu pracy

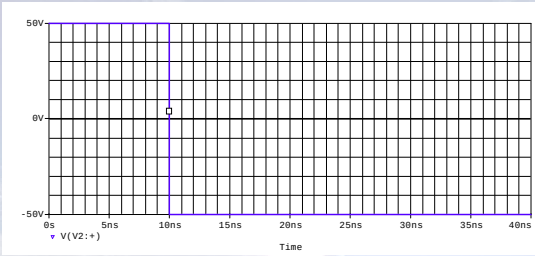
©A. Materka

©A. Materka

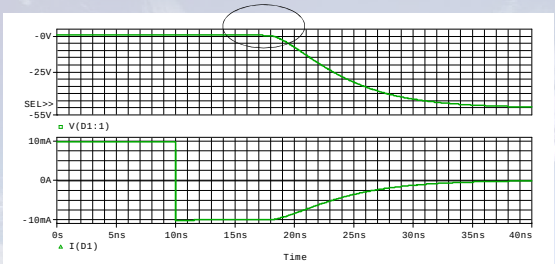
Przełączanie diody przy dużych sygnałach



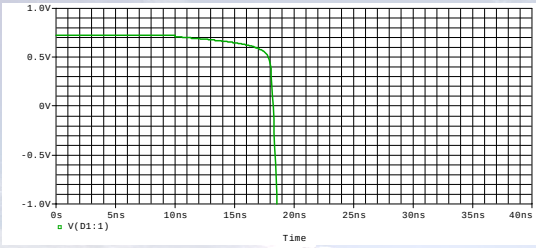
Przełączanie diody przy dużych sygnałach



Przełączanie diody przy dużych sygnałach



Przełączanie diody przy dużych sygnałach



Przełączanie diody przy dużych sygnałach

t_s – czas przechowywania nośników:

$$t_s = \tau_T \ln\left(\frac{I_F - I_R}{-I_R}\right)$$

τ_T – czas transferu nośników mniejszościowych
I_F – prąd diody przed przełączeniem
I_R – prąd wsteczny podczas przechowywania ładunku
t_t – czas stanu przejściowego (kiedy i_D osiąga $I_R/10$, zależy od rezystancji obwodu).

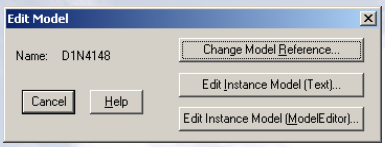
t_{rr} – czas regeneracji,

$$t_{rr} = t_s + t_t$$

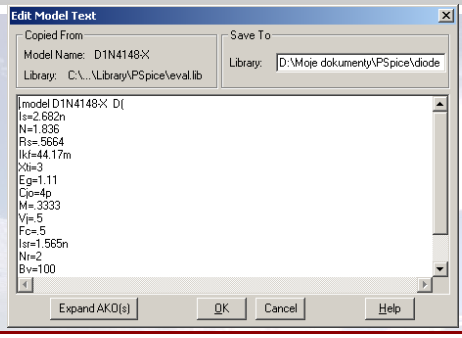
Podstawowe parametry diody w programie SPICE

notacja	SPICE	Wart. domyślna	Opis
I_s	IS	1.0E-14 A	Prąd nasycenia
n	N	1	
V_Z	BV	∞V	Napięcie Zenera
I_Z	IBV	1.0E-3 A	
R_s	RS	0 Ω	Rezystancja szeregowa
C_{j0}	CJO	$OF / \sqrt{V}$	Pojemność złączowa przy zerowym napięciu polaryzującym
m	M	0.5	grading coefficient
V_j	VJ	1.0 V	Wbudowana bariera potencjału
τ_T	TT	0 s	Czas transportu nośników mniejszościowych

Podstawowe parametry diody w programie SPICE



Podstawowe parametry diody w programie SPICE



Special Diodes

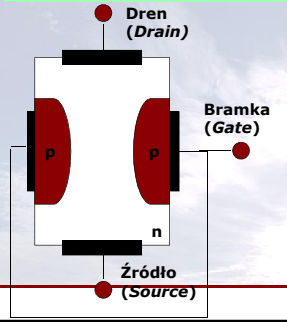
- Variable-capacitance diodes (varicaps)
- LED
- Photodiodes
- Schottky diodes

Tranzystory unipolarne FET (ang. *Field-Effect Transistor*)

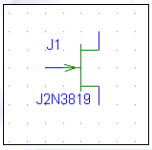
- Tranzystor złączowy z kanałem typu n (n-Channel Junction FET)
- Tranzystor polowy z izolowaną bramką MOSFET
- Analiza prostego wzmacniacza unipolarnego
- Układy zasilania tranzystorów unipolarnych
- Małosygnałowy model zastępczy układów z tranzystorami unipolarnymi
- Podstawowe układy wzmacniaczy wykorzystujące tranzystory unipolarne

Złączowy tranzystor unipolarny z kanałem typu n. n-JFET (ang. *n-Channel Junction FET)*

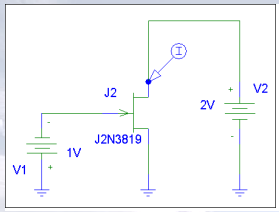
Uproszczona struktura wewnętrzna



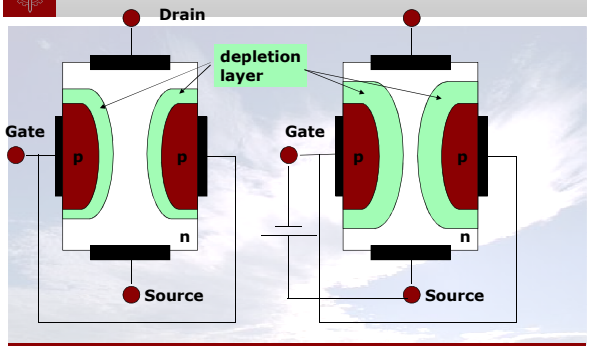
Symbol obwodowy



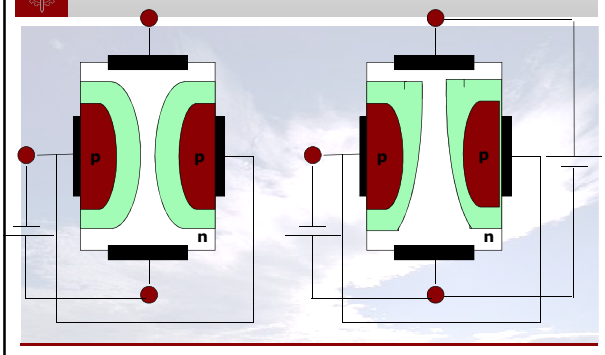
Obwód do badania charakterystyk statycznych tranzystora n-JFET



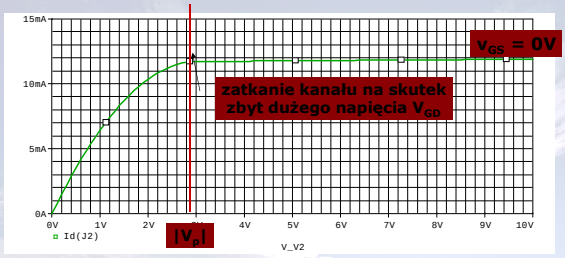
Praca tranzystora n-JFET dla $V_{DS}=0$



Praca tranzystora n-JFET dla $V_{DS}>0$

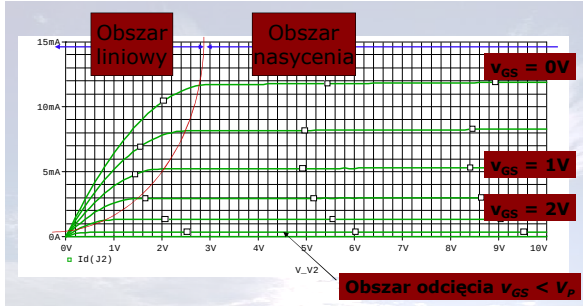


Charakterystyka wyjściowa tranzystora n-JFET $I_D = f(V_{DS})$ dla $V_{DS} = 0$



V_p – napięcie odcięcia

Rodzina charakterystyk wyjściowych tranzystora n-JFET



Obszary pracy tranzystora n-JFET

Obszar odcięcia

$v_{GS} < V_P$ $\quad i_D = 0$

Obszar liniowy (triodowy)

$v_{GS} > V_P$ $\quad v_{GD} = (v_{GS} - v_{DS}) > V_P$

$$i_D = K\left[2(v_{GS} - V_P)v_{DS} - v_{DS}^2\right]$$

Obszar nasycenia

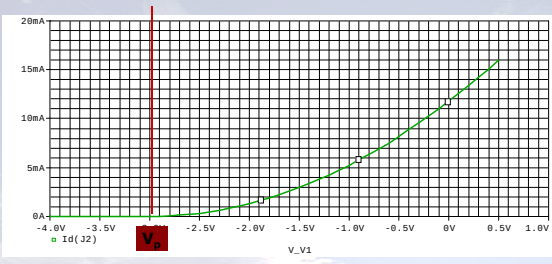
$v_{GS} > V_P$ $\quad v_{GD} = (v_{GS} - v_{DS}) < V_P$

$$i_D = K(v_{GS} - V_P)^2$$

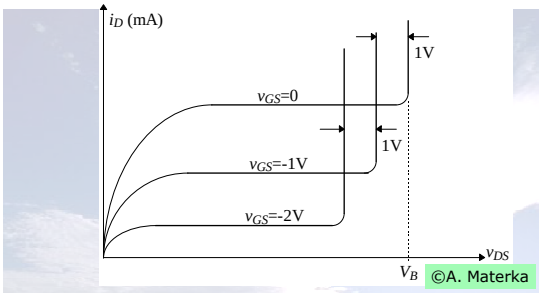
$K = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}$

***V_P* – napięcie odcięcia (zatkania kanału)**
***I_{DSS}*- Prąd drenu w obszarze nasycenia**

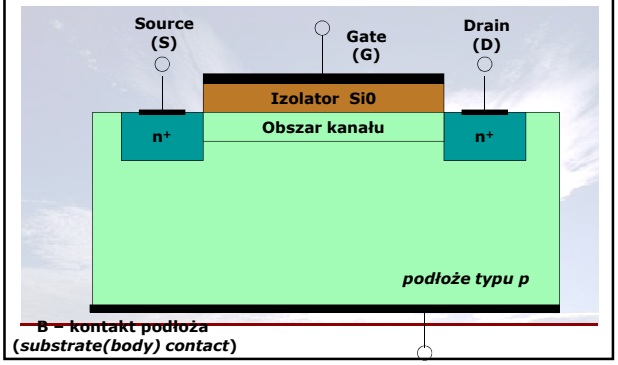
Charakterystyka przejściowa tranzystora n-JFET (ang. *Transfer Characteristic*) $I_D = f(V_{GS})$



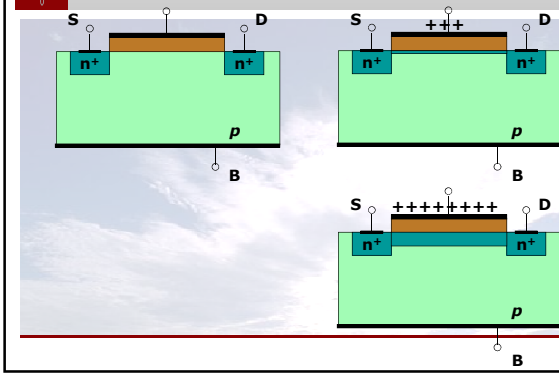
Przebicie



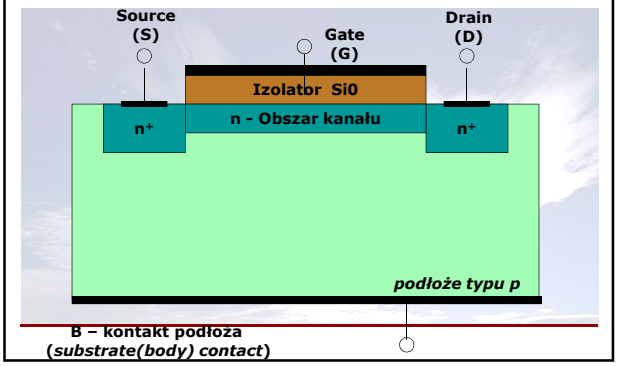
Tranzystor unipolarny z izolowaną bramką i kanałem wzbogacanym typu n



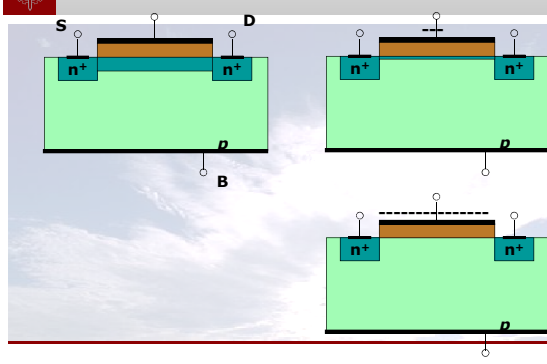
Działanie tranzystora n-MOSFET



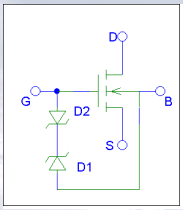
Tranzystor unipolarny z izolowaną bramką i kanałem wzbogacanym typu n



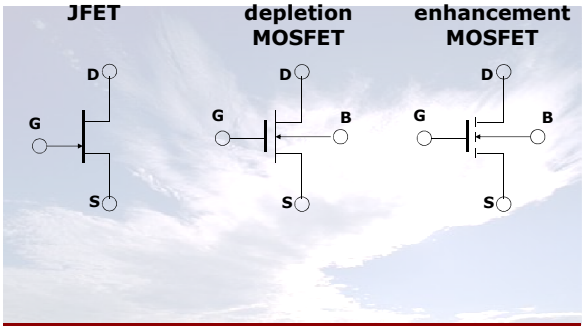
Działanie tranzystora n-MOSFET



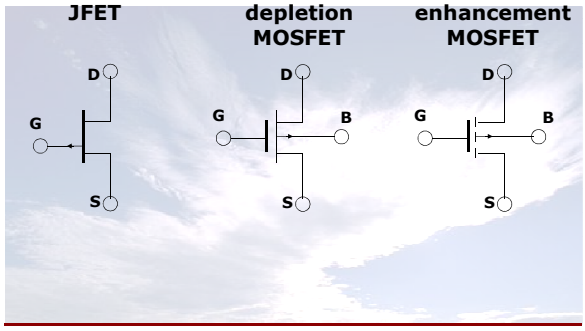
Układ zabezpieczenia bramki



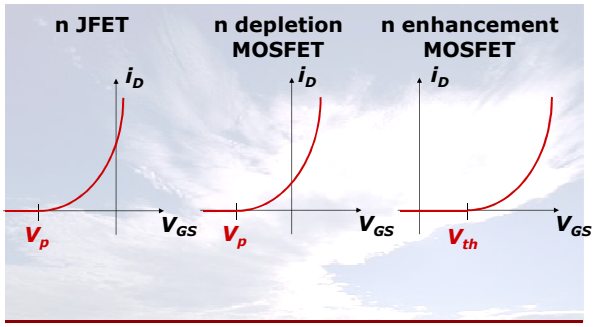
Symbole obwodowe tranzystorów polowych z kanałem typu n



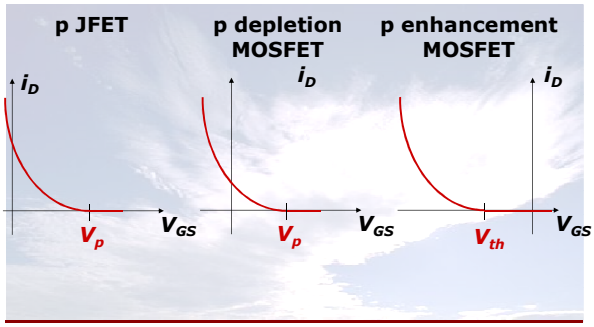
Symbole obwodowe tranzystorów polowych z kanałem typu p



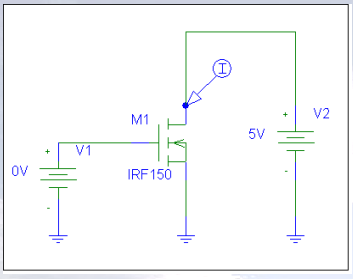
Charakterystyki przejściowe tranzystorów unipolarnych z kanałem typu n



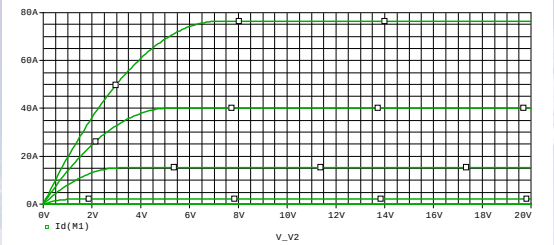
Charakterystyki przejściowe tranzystorów unipolarnych z kanałem typu p



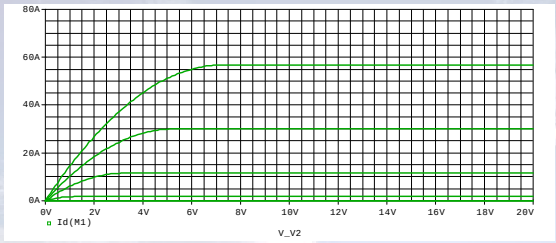
Obwód do badania charakterystyk statycznych tranzystora MOSFET



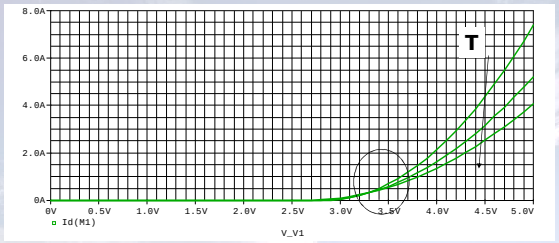
Rodzina charakterystyk wyjściowych tranzystora n-MOSFET dla T = 27℃



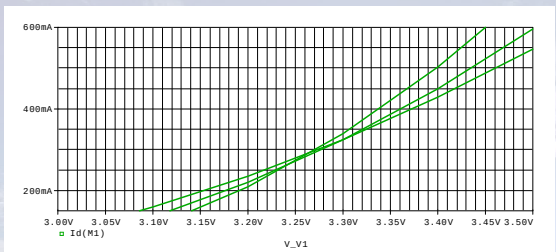
Rodzina charakterystyk wyjściowych tranzystora n-MOSFET dla T = 100℃



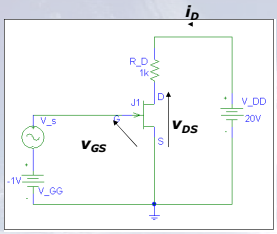
Charakterystyki wyjściowe tranzystora n-MOSFET dla różnych temperatur



Charakterystyki wyjściowe tranzystora n-MOSFET dla różnych temperatur



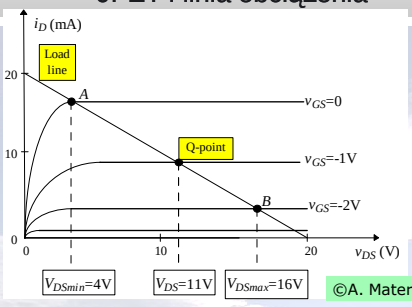
Analiza prostego wzmacniacza JFET



$$v_{GS}(t) = v_S(t) + V_{GG}$$
$$v_{GS}(t) = \sin(2000\pi t) - 1$$

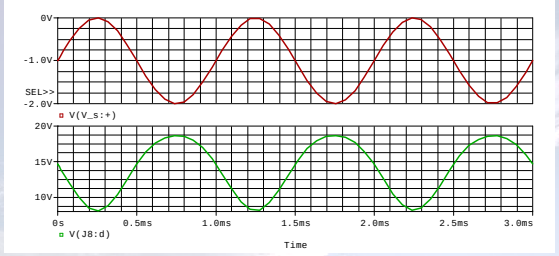
$$V_{DD} = R_D i_D(t) + v_{DS}(t)$$
$$20 = \frac{1}{1000} i_D(t) + v_{DS}(t)$$

Charakterystyka wyjściowa wzmacniacza JFET i linia obciążenia

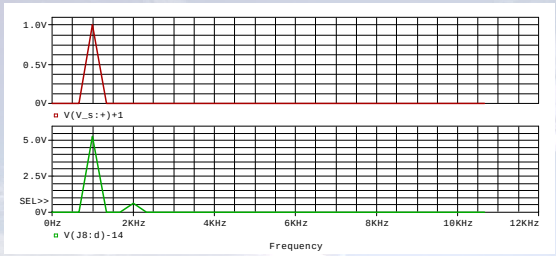


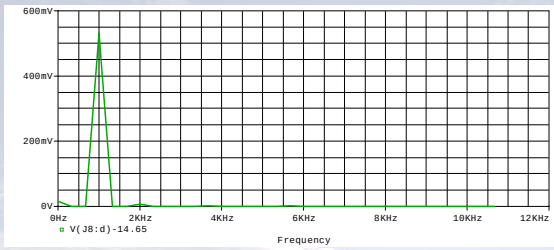
©A. Materka

Prosty wzmacniacz JFET



Prosty wzmacniacz JFET





Analiza i projektowanie układów wzmacniaczy

Analiza:

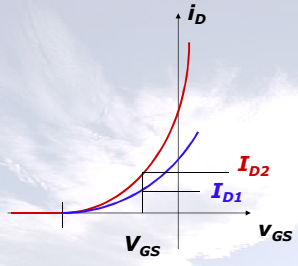
- Znalezienie punktu pracy za pomocą nieliniowych modeli elementów aktywnych (zawsze jest to analiza stałoprądowa).
- Wyznaczenie parametrów modeli małosygnałowych (impedancja wyjściowa, wejściowa, wzmocnienie, itp..).
- Analiza obwodu zawierającego liniowe modele elementów aktywnych.

Analiza i projektowanie układów wzmacniaczy

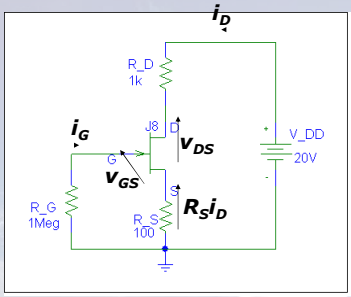
Projektowanie:

- Używanie obwodów z dwoma źródłami napięcia służącymi do polaryzacji tranzystora są niepraktyczne
- Parametry tranzystorów FET są różne dla różnych egzemplarzy tego samego elementu (np. I_{DSS} może się zmieniać nawet pięciokrotnie).
- Układy zasilania (polaryzacji) tranzystorów FET ze stałym napięciem bramki są nieprzydatne w masowej produkcji (rozważane różnice w wartościach parametrów tranzystorów powodują różne umiejscowienie punktu pracy tranzystora => punkt pracy może się znajdować daleko o środka lini pracy => zniekształcenia).

Charakterystyki przejściowe dwóch tranzystorów n-JFET o tym samym symbolu

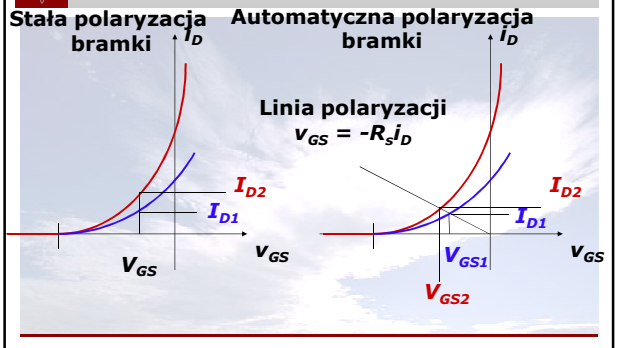


Układ automatycznej (ang. *Self-bias*) polaryzacji tranzystorów JFET i zubożanych MOSFET

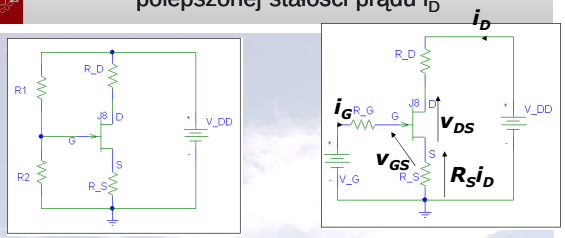


$$i_G \cong 0 \Rightarrow v_{GS} = -R_S i_D$$

Analiza graficzna działania obwodu automatycznej polaryzacji



Układ automatycznej polaryzacji bramki o polepszonej stałości prądu i_D



$$V_G = V_{DD}\frac{R_2}{R_1+R_2}$$

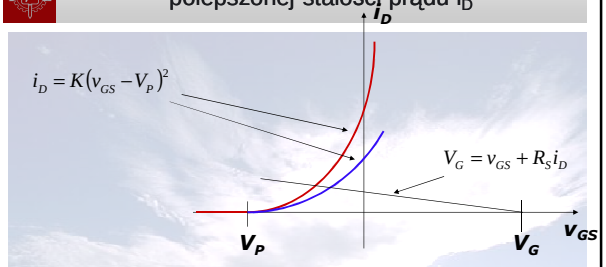
$$R_G = R_1 \| R_2$$

$$V_G = v_{GS} + R_S i_D\,|_{i_G=0}$$

$$i_D = K(v_{GS} - V_P)^2$$

Zakładamy, że tranzystor pracuje w obszarze nasycenia

Układ automatycznej polaryzacji bramki o polepszonej stałości prądu i_D



Rozwiązanie powyższego układu równań pozwala znaleźć punkt pracy układu

$$v_{DS} = V_{DD} - (R_D + R_S) i_S$$

Małosygnałowy model tranzystorów FET

Przyjęte oznaczenia:

I_D, V_D – wartości punku pracy (DC)

$i_d(t)$, $v_{ds}(t)$ – sygnały (AC)

$i_D(t)$, $v_{DS}(t)$ – wartości całkowite (DC+AC)

$$i_D(t) = I_D + i_d(t)$$

$$v_{DS}(t) = V_{DS} + v_{ds}(t)$$

Małosygnałowy model tranzystorów FET

FET spolaryzowany do pracy w obszarze nasycenia:

$$i_D = K(v_{GS} - V_P)^2$$

Podstawiamy równania z poprzedniego slajdu:

$$I_D + i_d(t) = K\left[V_{GS} + v_{gs}(t) - V_P\right]^2$$

$$I_D + i_d(t) = K(V_{GS} - V_P)^2 + 2K(V_{GS} - V_P)v_{gs}(t) + K[v_{gs}(t)]^2$$

ponieważ:

$$I_D = K(V_{GS} - V_P)^2 \quad |v_{gs}(t)| << |V_{GS} - V_P|$$

ostatecznie:

$$i_d(t) = 2K(V_{GS} - V_P)v_{gs} \qquad i_d(t) = g_m v_{gs}(t)$$

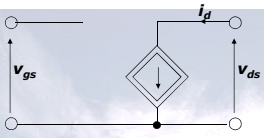
gdzie transkonduktancja:

$$g_m = 2K(V_{GS} - V_P)$$

prąd bramki tranzystorów FET jest pomijalnie mały stąd:

$$i_g(t) = 0$$

Małosygnałowy model tranzystorów FET

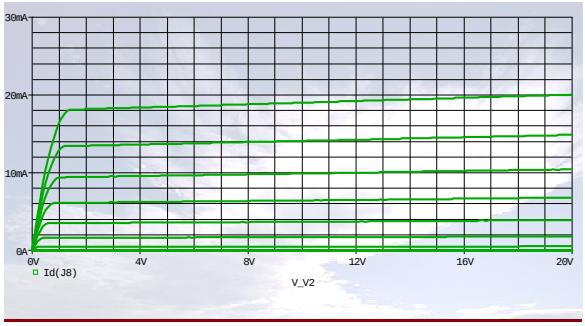


Można wykazać

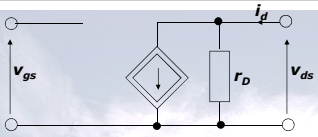
$$g_m = 2\sqrt{KI_D} \quad \textbf{oraz} \quad g_m = 2\frac{\sqrt{I_{DSS} I_D}}{|V_P|}$$

Ta zależności nie są prawdziwe dla MOSFETów z kanałem wzbogacanym

Małosygnałowy model tranzystorów FET

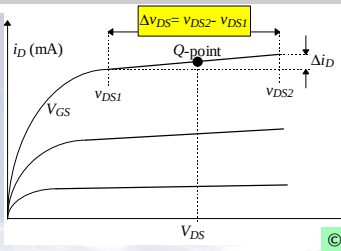


Małosygnałowy model tranzystorów FET



$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{v_{ds}}{r_d}$$

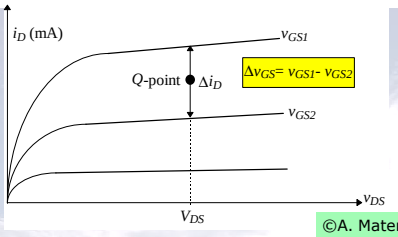
Wyznaczanie r_d z charakterystyk drenowych tranzystora FET



©A. Materka

$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{v_{ds}}{r_d} \qquad \frac{1}{r_d} = \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right|_{Q-point} \qquad \frac{1}{r_d} \cong \left.\frac{\Delta i_D}{\Delta v_{DS}}\right|_{v_{GS}=V_{GS}}$$

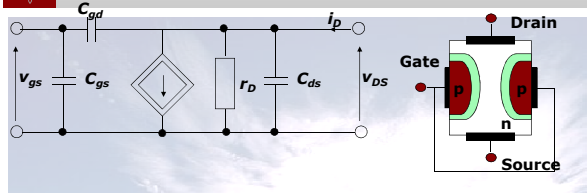
Wyznaczanie g_m z charakterystyk drenowych tranzystora FET



©A. Materka

$$g_m = \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\right|_{Q-point} \quad \text{or} \quad g_m \cong \left.\frac{\Delta i_D}{\Delta v_{GS}}\right|_{v_{DS}=V_{DS}}$$

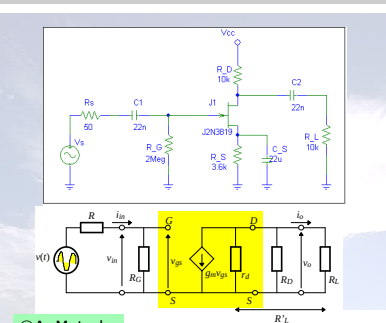
Małosygnałowy model tranzystorów FET



C_{gs}, C_{gd} – pojemności złączowe pomiędzy bamką a kanałem (nieliniowe)

Cgs – Pasożytnicza pojemność pomiędzy kontaktami źródła i drenu (liniowa)

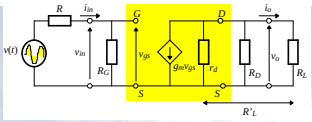
Wzmacniacz w układzie wspólnego źródła



©A. Materka

$$R'_L = \frac{1}{1/r_d + 1/R_D + 1/R_L}$$

Wzmacniacz w układzie wspólnego źródła



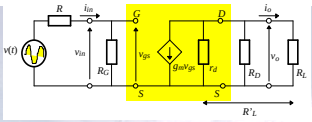
napięcie wyjściowe: $v_o = -(g_m v_{gs}) R'_L$

napięcie wejściowe: $v_{in} = v_{gs}$

wzmocnienie napięciowe: $A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = -g_m R'_L$

Rezystancja wejściowa: $R_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = R_G$

Wzmacniacz w układzie wspólnego źródła

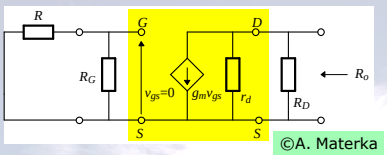


efektywne wzmocnienie napięciowe $A_{vs} = \frac{v_o}{v_s}$

efektywne wzmocnienie napięciowe spada do zera gdy $R_G \to 0$.

$$A_{vs} = -g_m \frac{R_G}{R + R_G} R'_L = A_v \frac{R_G}{R + R_G}$$

Wzmacniacz w układzie wspólnego źródła

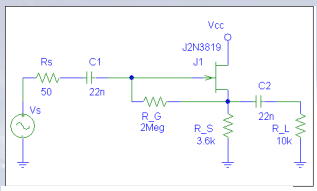


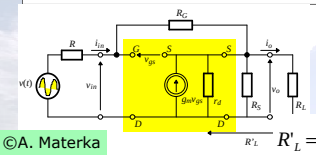
©A. Materka

Rezystancja wyjściowa

$$R_o = \frac{1}{1/R_D + 1/r_d}$$

Wzmacniacz w układzie wspólnego drenu – wtórnik źródłowy

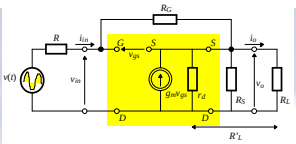




©A. Materka

$$R'_L = \frac{1}{1/r_d + 1/R_D + 1/R_L}$$

Wzmacniacz w układzie wspólnego drenu – wtórnik źródłowy

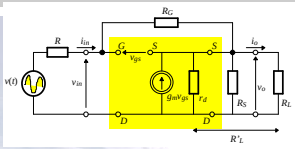


napięcie wyjściowe $v_o = R'_L \left(i_{in} + g_m v_{gs}\right)$

napięcie wejściowe $v_{in} = v_{gs} + v_o$

napięcie bramka - źródło $v_{gs} = R_G i_{in}$

Wzmacniacz w układzie wspólnego drenu – wtórnik źródłowy

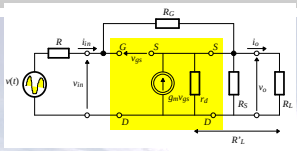


$$v_o = R'_L \left(i_{in} + g_m R_G i_{in}\right)$$

$$v_{in} = R_G i_{in} + R'_L \left(i_{in} + g_m R_G i_{in}\right)$$

wzmocnienie napięciowe $A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{R'_L \left(1 + g_m R_G\right)}{R_G + R'_L \left(1 + g_m R_G\right)}$

Wzmacniacz w układzie wspólnego drenu – wtórnik źródłowy

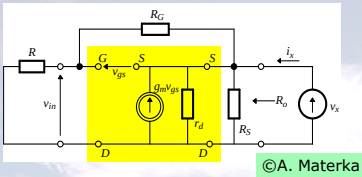


$$R_i = \frac{v_i}{i_i}$$

$$v_{in} = R_G i_{in} + R'_L \left(i_{in} + g_m R_G i_{in}\right)$$

$$R_i = R_G + R'_L \left(1 + g_m R_G\right)$$

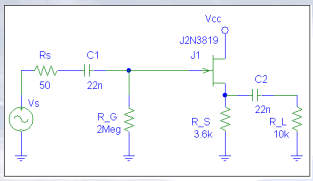
Wtórnik źródłowy – układ zastępczy do wyznaczenia rezystancji wyjściowej



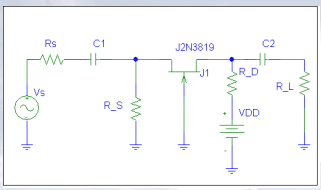
©A. Materka

$$R_o = \frac{v_x}{i_x} \qquad R_o = \frac{1}{\frac{1}{R_S} + \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_G + R} + \frac{g_m R_G}{R + R_G}}$$

Wzmacniacz w układzie wspólnego drenu – wtórnik źródłowy



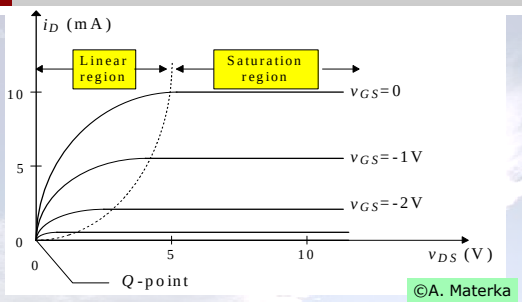
Wzmacniacz w układzie wspólnej bramki



Właściwości podstawowych wzmacniaczy z tranzystorami FET

konfiguracja	wzmocnienie napięciowe	rezystancja wejściowa	rezystancja wyjściowa	pasmo
wspólne źródło	$-g_M R'_L$	duża	średnia	średnie
wspólny dren	1	bardzo duża	mała	bardzo szerokie
wspólna bramka	$g_M R'_L$	mała	średnia	szerokie

Tranzystor FET jako rezystancja sterowana napięciem



©A. Materka

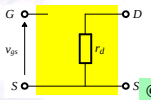
Tranzystor FET jako rezystancja sterowana napięciem

Prąd drenu w obszarze liniowym

$$i_D = K\left[2(v_{GS} - V_P)v_{DS} - v_{DS}^2\right]$$

Transkonduktancja

$$g_m = \left.\frac{i_D}{v_{GS}}\right|_{Q-\text{point}} = \left.2Kv_{DS}\right|_{Q-\text{point}} = 0$$



©A. Materka

$$\frac{1}{r_d} = \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right|_{Q-\text{point}} = K\left[2(v_{GS} - V_P) - 2v_{DS}\right]_{Q-\text{point}}$$

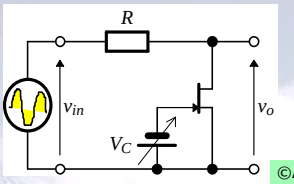
rezystancja drenu

$$r_d = \frac{1}{2K(V_{GS} - V_P)}$$

Tranzystor FET jako rezystancja sterowana napięciem

Jeżeli punkt pracy tranzystora FET znajduje się w obszarze liniowym tranzystor ten zachowuje się jak rezystor podłączony pomiędzy drenem i źródłem sterowany napięciem bramka - źródło.

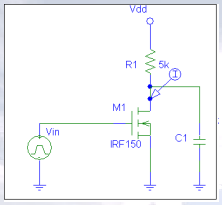
Tłumik sterowany napięciem



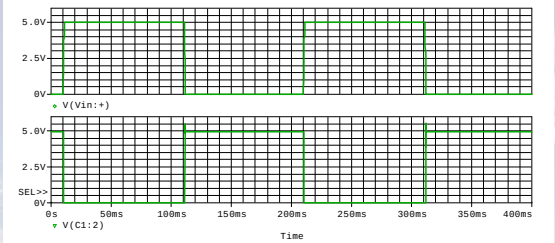
©A. Materka

$$v_o = v_{in}\frac{r_d}{R + r_d}$$

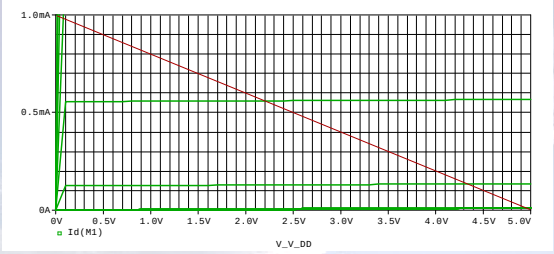
Inwerter nMOS z rezystorem podciągającym



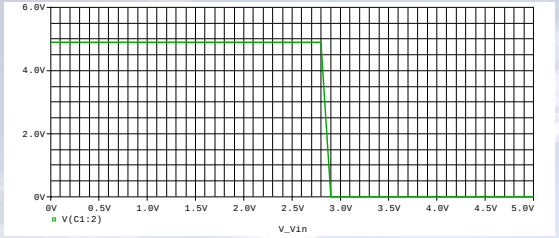
Inwerter nMOS



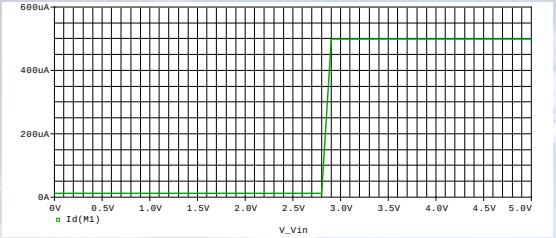
Inwerter nMOS analiza linii pracy



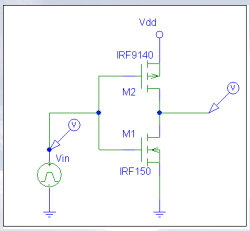
Inwerter nMOS charakterystyka przejściowa



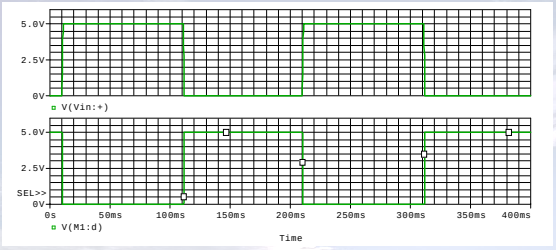
NMOS inverter with resistive pull-up supply current



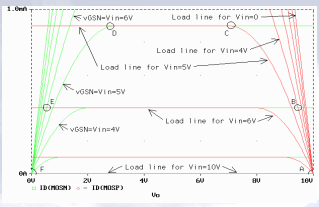
inwerter CMOS



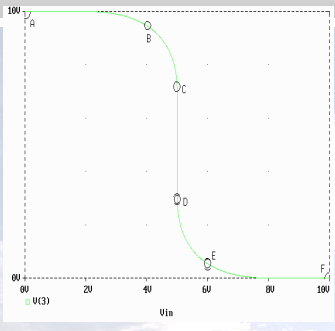
inwerter CMOS



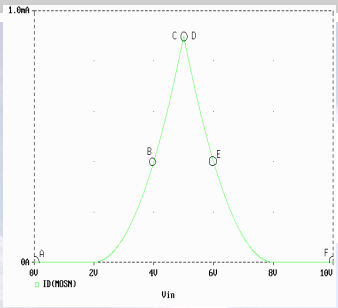
inwerter CMOS



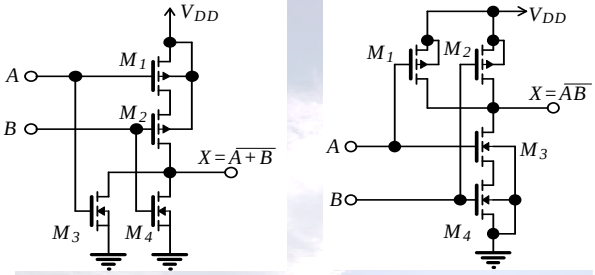
inwerter CMOS



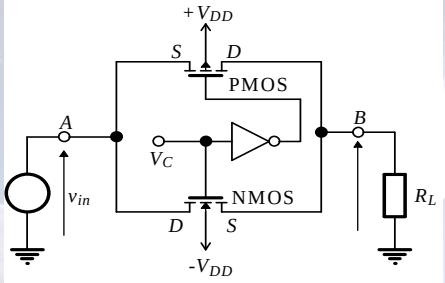
inwerter CMOS



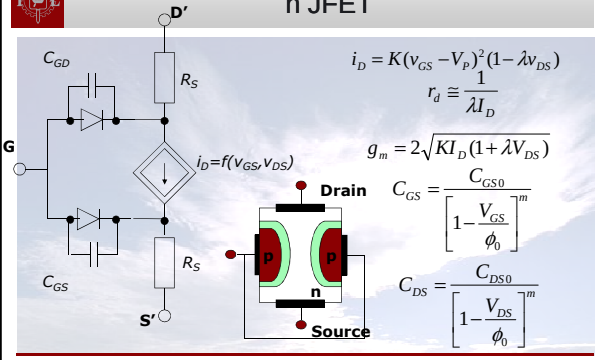
Bramki logiczne CMOS



Klucz analogowy CMOS (Bramka transmisyjna)



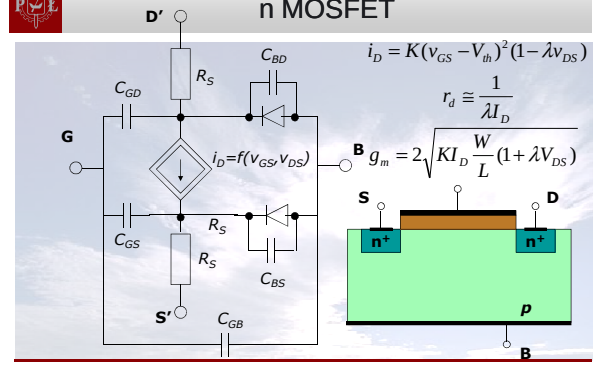
Model dynamiczny tranzystora n JFET



Parametry tranzystora n JFET w programie SPICE

notacja	notacja SPICE	Nazwa parametru	wartość typowa	wartość SPICE
V_P	VTO	Napięcie odcięcia	-3V	-2V
K	BETA	transkonduktancja	600E-6A/V^2	100E-6A/V^2
λ	LAMBDA	współ. modulacji szer. kanału	2E-3V^{-1}	0
I_s	IS	Prąd nasycenia	2E-12A	1E-14A
n	N	współczynnik emisyjności	1	1
R_D	RD	omowa rezystancja drenu	1 Ω	0
R_S	RS	omowa rezystancja źródła	0,1 Ω	0
C_{GD0}	CGD	poj. zubożeniowa bramka-dren	3 pF	0
C_{GS0}	CGS	poj. zubożeniowa bramka-źródło	3.3 pF	0
m	M	Junction grading factor	0.333	0.5
ϕ_0	PB	Wbudowana bariera potencjału	1V	0.5V

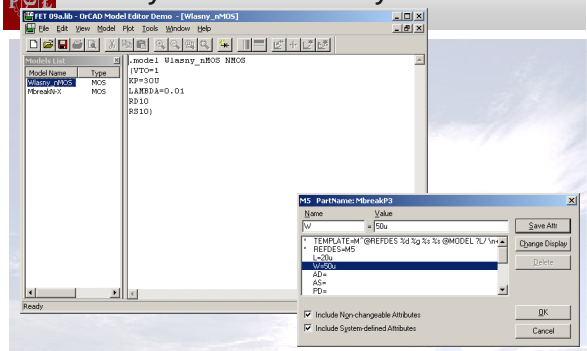
Model dynamiczny tranzystora n MOSFET



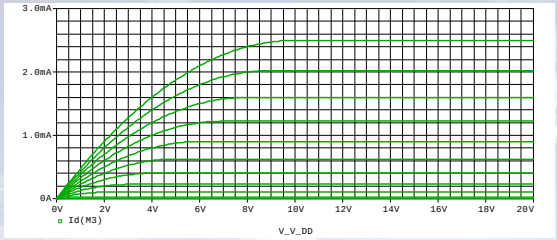
SPICE Parameters for n MOSFET

notacja	notacja SPICE	Nazwa parametru	wartość typowa	wartość SPICE
V_{th}	VTO	Napięcie progowe	-3V	-2V
$2\|K\|$	KP	transkonduktancja	30E-6A/V^2	12E-6A/V^2
λ	LAMBDA	współ. modulacji szer. kanału	1E-2V^{-1}	1E-2V^{-1}
R_D	RD	omowa rezystancja drenu	10 Ω	10 Ω
R_S	RS	omowa rezystancja źródła	10 Ω	10 Ω

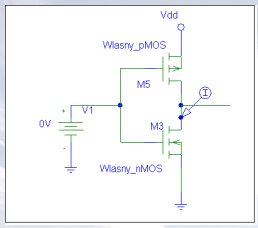
Przykład modelu tranzystora nMOS



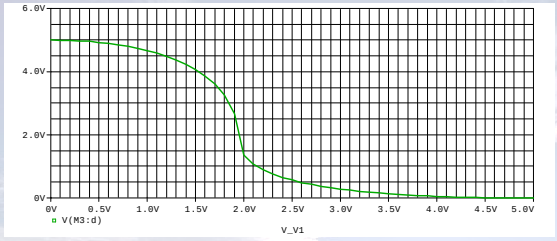
Przykład modelu tranzystora nMOS



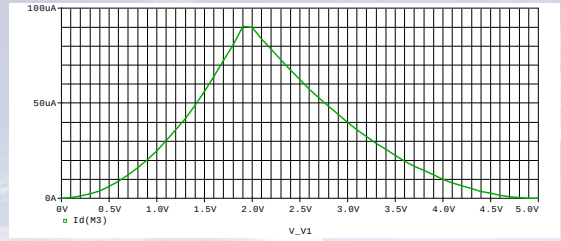
Bramka CMOS



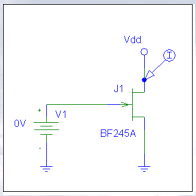
Bramka CMOS



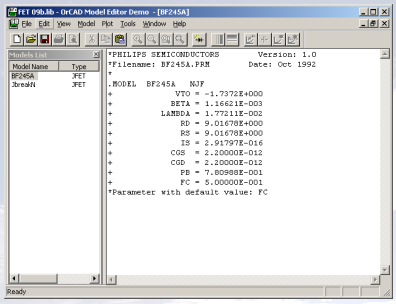
Bramka CMOS



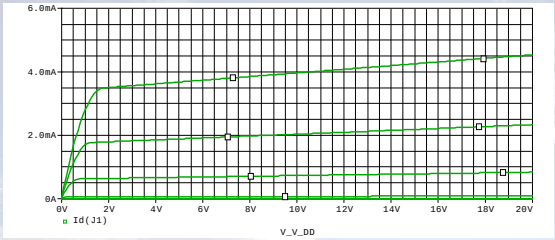
BF 245A



BF 245A



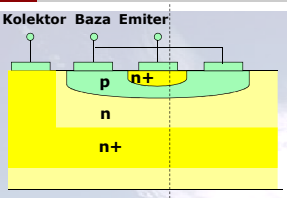
BF 245A

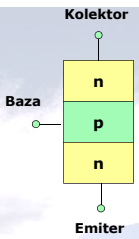


Układy z tranzystorami bipolarnymi

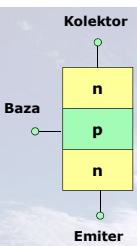
- Wprowadzenie

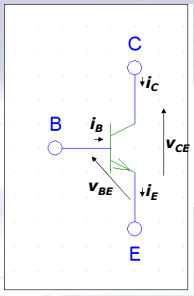
Tranzystor bipolarny BJT (bipolar junction transistor)





Tranzystor bipolarny BJT (bipolar junction transistor)





Tranzystor bipolarny BJT

$$I_D = I_S\left[\exp\left(\frac{V_D}{nV_T}\right)-1\right] = I_S\left[e^{\frac{V_D}{nV_T}}-1\right]$$

$$i_E = I_{ES}\left[\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)-1\right]$$

$n = 1$ - **dla większości tranzystorów**

$I_{ES} = 10^{-12}A \div 10^{-16}A$

$V_T \cong 26mV\big|_{T=300K}$

$i_E = i_C + i_B \qquad \alpha = \frac{i_C}{i_E} \qquad \alpha = 0.9 \div 0.999 \qquad i_C = \alpha I_{ES}\left[\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)-1\right]$

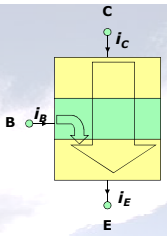
Tranzystor bipolarny BJT

$$i_C = \alpha I_{ES}\left[\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)-1\right]$$

$I_s = \alpha I_{ES}$

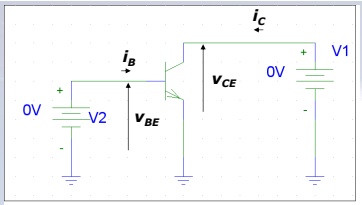
$$i_C = I_s \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

$$i_B = (1-\alpha)\left[\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)-1\right]$$



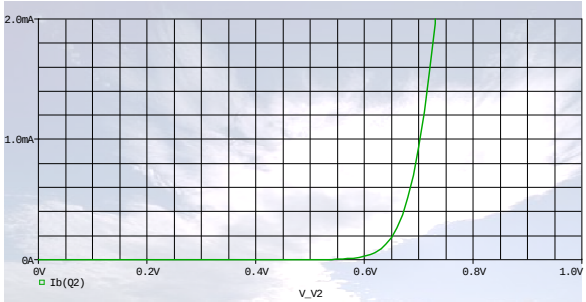
$\beta = \frac{i_C}{i_B} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \qquad \beta = 10 \div 1000 \qquad i_C = \beta i_B$

Tranzystor bipolarny BJT w układzie wspólnego emitera (wE)

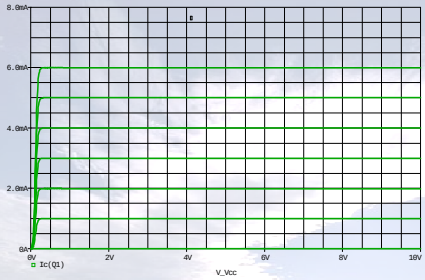


$v_{BC} = v_{BE} - v_{CE}$

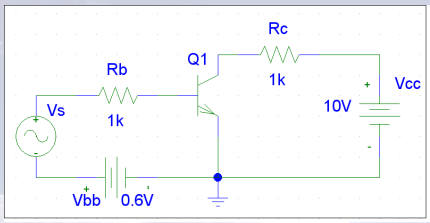
Tranzystor bipolarny BJT charakterystyka wejściowa (wE)



Tranzystor bipolarny BJT charakterystyka wyjściowa (wE)



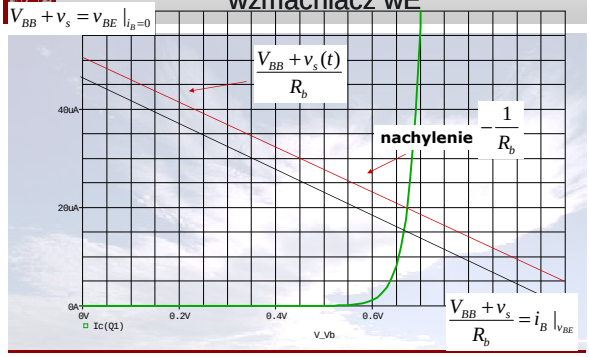
Tranzystor bipolarny BJT wzmacniacz wE



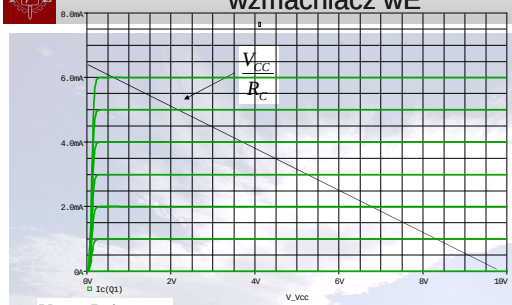
$V_{BB} + v_s(t) = R_b i_B(t) + v_{BE}(t)$

Tranzystor bipolarny BJT wzmacniacz wE

$V_{BB} + v_s = v_{BE}\,|_{i_B=0}$



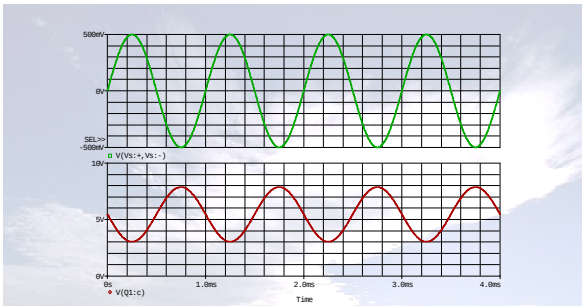
Tranzystor bipolarny BJT wzmacniacz wE



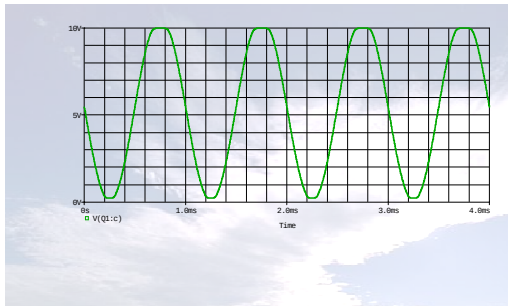
$V_{CC} = R_C i_C + v_{CE}$

$V_{CC} = R_C i_C + v_{CE}$

Tranzystor bipolarny BJT wzmacniacz wE

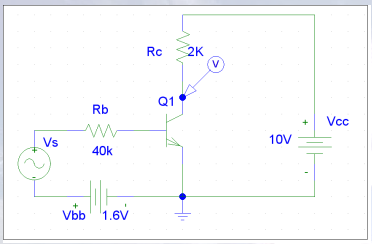


Tranzystor bipolarny BJT wzmacniacz wE

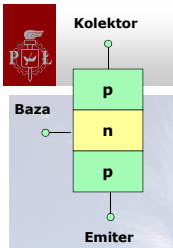


Zadanie

Znaleźć: punkt pracy oraz v_{CEmax} i v_{CEmax}
dla sygnału wejściowego .4V 1kHz



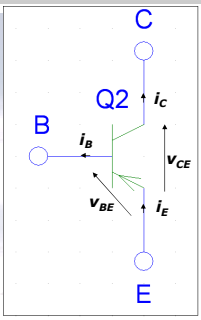
Tranzystor PNP



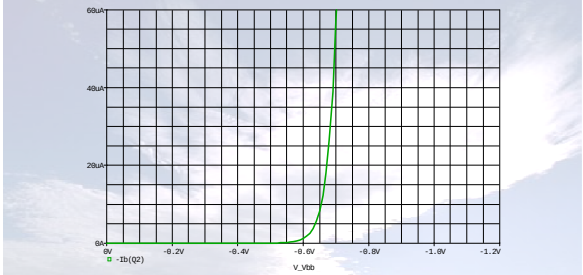
$i_C = \alpha i_E$
$i_B = (1-\alpha) i_E$
$i_C = \beta i_B$
$i_E = i_C + i_B$

$i_E = I_{ES}\left[\exp\left(\frac{-v_{BE}}{V_T}\right) - 1\right]$

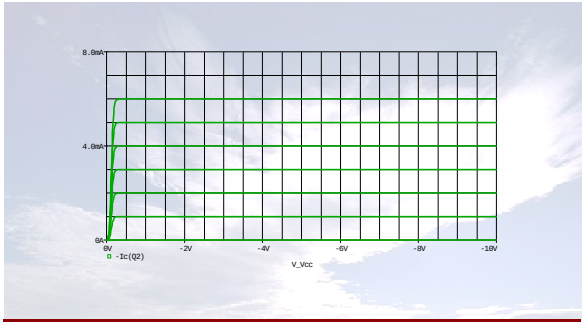
$i_B = (1-\alpha) I_{ES}\left[\exp\left(\frac{-v_{BE}}{V_T}\right) - 1\right]$



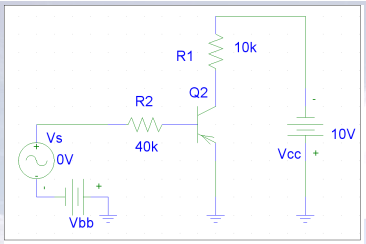
Tranzystor PNP



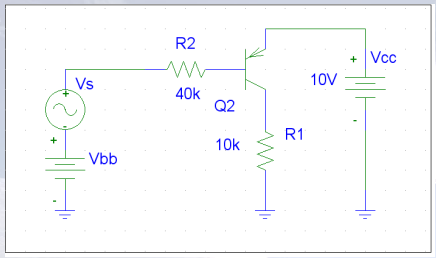
Tranzystor PNP



Tranzystor PNP

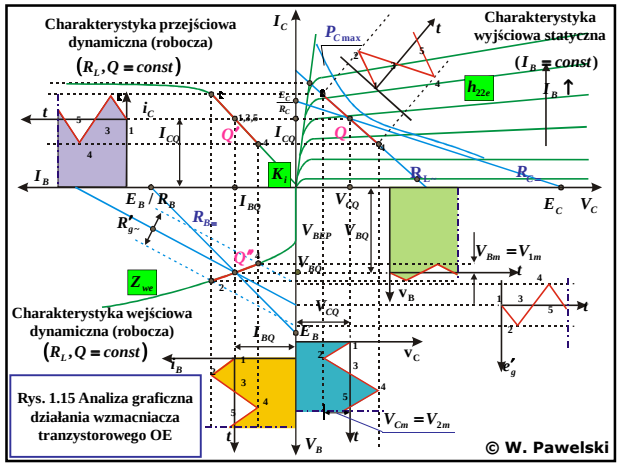


Tranzystor PNP

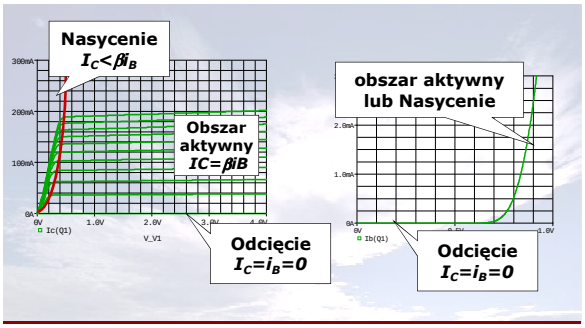


Tranzystor bipolarny zjawiska drugorzędne

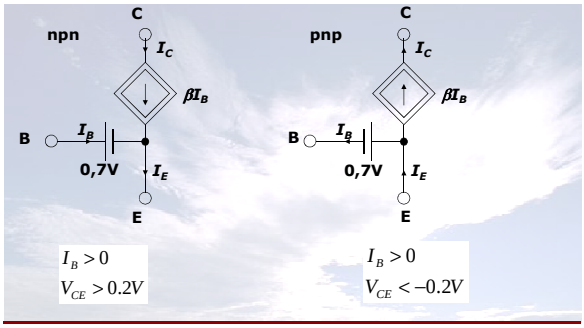
- Przebicie złącza baza–kolektor
- Modulacja szerokości bazy (napięcie Earlyego)
- Zależność β od pkt pracy
- Zależność parametrów od temperatury
- Zmienność parametrów dla różnych egzemplarzy tranzystorów
- Zależność charakterystyk wejściowych od v_{CE}
- Zjawisko magazynowania ładunku



Model stałoprądowy dla dużych sygnałów



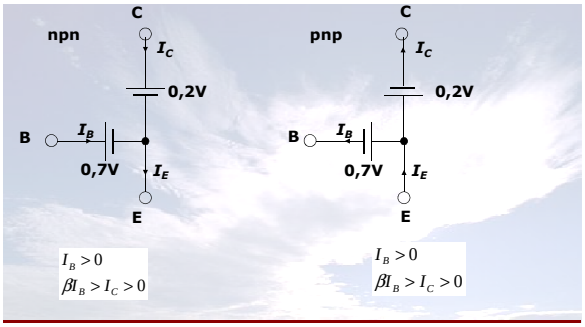
Obszar aktywny



$I_B > 0$
$V_{CE} > 0.2V$

$I_B > 0$
$V_{CE} < -0.2V$

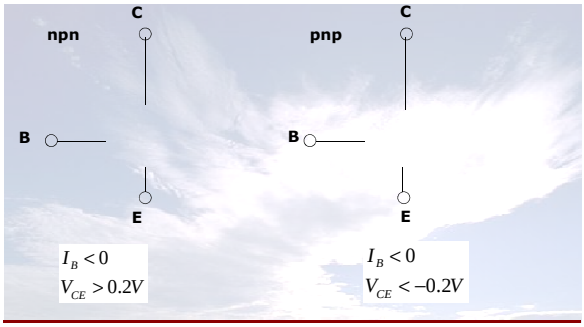
Obszar nasycenia



$I_B > 0$
$\beta I_B > I_C > 0$

$I_B > 0$
$\beta I_B > I_C > 0$

Obszar odcięcia



$I_B < 0$
$V_{CE} > 0.2V$

$I_B < 0$
$V_{CE} < -0.2V$

Analiza obwodu stałoprądowego DC

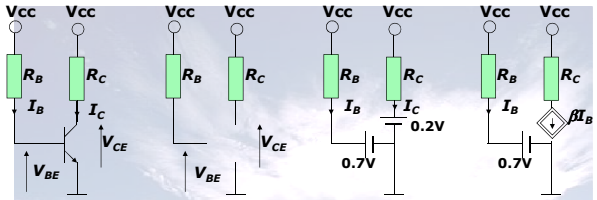
- Zakładamy, że tranzystor pracuje w określonym obszarze
- Rozwiązujemy obwód stosując model odpowiedni do założenia
- Sprawdzamy czy rozwiązanie spełnia warunki pracy w danym obszarze
- Jeżeli nie przyjmujemy inne założenie i ponawiamy procedurę

Zadanie

Tranzystor NPN β=100. Określ obszar pracy jeżeli:

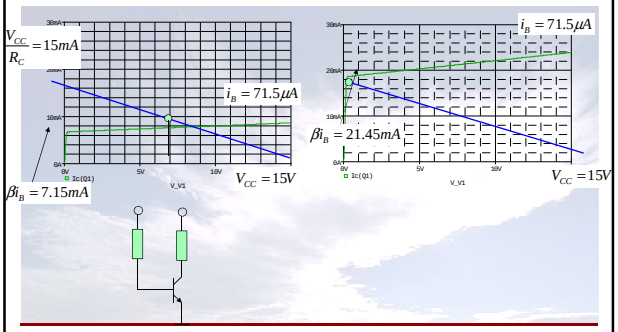
a) I_B=50uA, I_C = 3mA;
b) I_B=50uA, V_{CE} = 5V;
c) V_{BE} = -2V; V_{CE} = -1V;

Analiza obwodu stałoprądowego DC

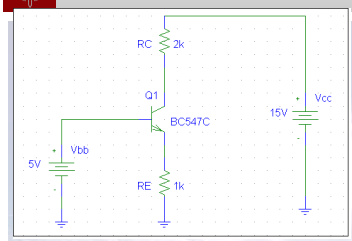


Zadanie:
1) β = 100, R_B=200kΩ, R_C = 1kΩ, Vcc = 15V
2) β = 300, RB=200kΩ, RC = 1kΩ, Vcc = 15V

Analiza obwodu za pomocą linii obciążenia



Obwód polaryzacji z rezystorem emiterowym



$$Vbb = 0.64 + I_E R_E$$

$$I_E = \frac{Vbb - 0{,}64}{R_E} = 2.15mA$$

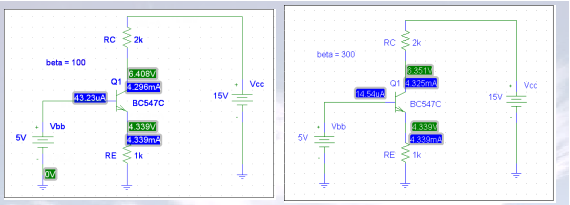
$$I_E = I_B + \beta I_B = (1+\beta) I_B$$

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)}$$

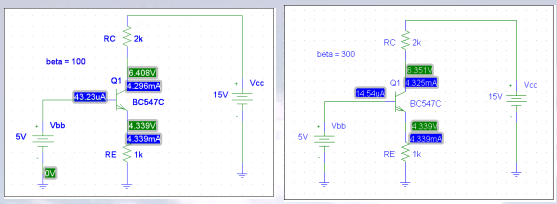
$$Vcc = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E$$

Punkt pracy jest niemal niezależny od β.
Jednak przedstawiony układ nie jest zbyt praktyczny:
1) wymaga dwóch źródeł zasilania
2) nie może pracować jako wzmacniacz

Obwód polaryzacji z rezystorem emiterowym

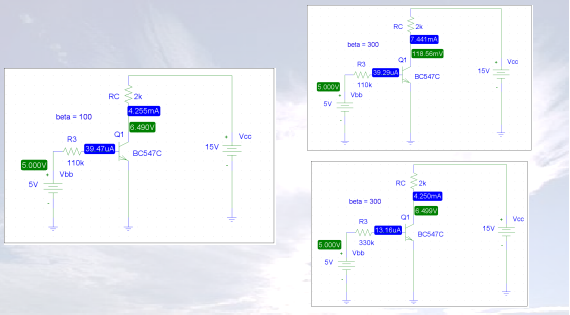


Obwód polaryzacji z rezystorem emiterowym

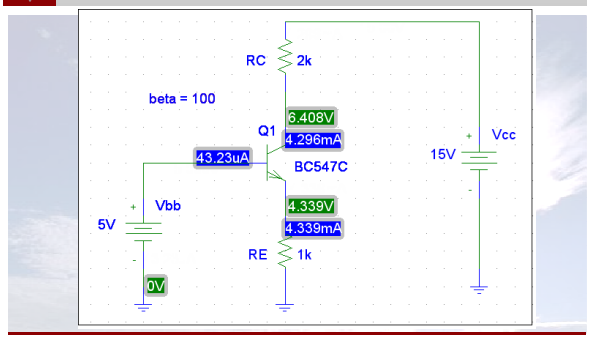


Zadanie sprawdzić poprawność rozwiązań ze SPICEa

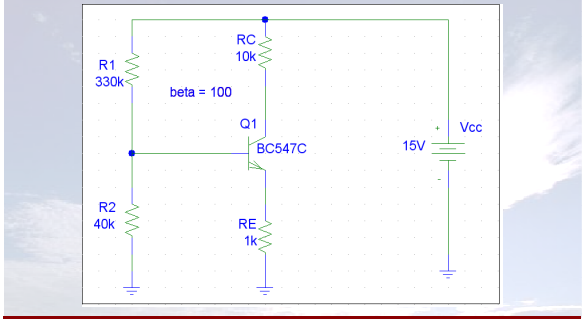
Obwód polaryzacji bez rezystora emiterowego



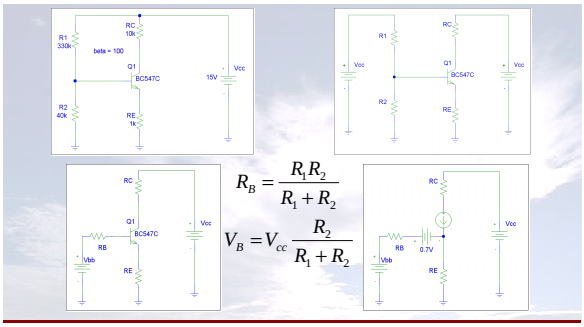
Obwód polaryzacji z rezystorem emiterowym



Układ polaryzacji z czterema rezystorami



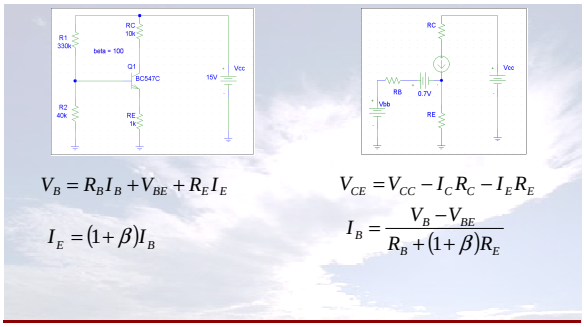
Układ polaryzacji z czterema rezystorami



$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_B = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Układ polaryzacji z czterema rezystorami



$$V_B = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E$$

$$I_E = (1+\beta) I_B$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + (1+\beta) R_E}$$

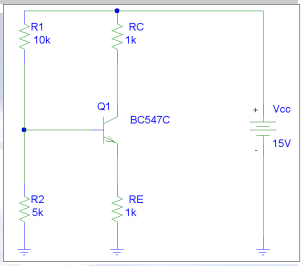
Zadanie

1) Znaleźć wartości I_C i V_{CE} dla
- **a) β = 100**
- **b) β = 300**

2) Znaleźć wartości *IC* i *VCE* dla
- **a) β = 100**
- **b) β = 300**

Zakładając:
- **R_1 = 100kΩ**
- **R_2 = 50kΩ**

VBE = 0.657V



Zadanie rozwiązanie

Projektowanie układu polaryzacji z czterema rezystorami

- Rozważany układ polaryzacji jest często wykorzystywany we wzmacniaczach budowanych z elementów dyskretnych
- Głównym problemem występującym podczas projektowania obwodu polaryzacji jest zapewnienie stałego punktu pracy dla tranzystorów z różnymi β
- Niektóre układy pracują w różnych warunkach temperaturowych. Zamiana temperatury pracy powoduje znaczące zmiany β i V_{BE}.
- I_C oraz V_{CE} są nieomal niezależne od β dla obwodu polaryzacji z 4 rezystorami.

Projektowanie układu polaryzacji z czterema rezystorami

- Wraz ze wzrostem R_1 i R_2 zwiększa się wpływ β na punkt pracy
- Z drugiej strony małe wartości R_1 i R_2 zwiększają prąd płynący w dzielniku. Powoduje to konieczność zastosowania droższego zasilacza o większej wydajności prądowej. Większy prąd to także większa moc tracona na rezystorach co może doprowadzić do przegrzania.
- Innym ważniejszym zjawiskiem jest zmniejszanie się rezystancji zastępczej bazy co prowadzi do zmniejszenia rezystancji wejściowej wzmacniacza dla sygnałów AC
- Stąd staramy się zastosować rezystory R_1 i R_2 tak durze jak to tylko możliwe.
- **Dobrym kompromisem jest dobieranie takiej wartości R_2 aby płyną przez nią prąd był 10-20 krotnie większy od największego zakładanego prądu bazy.**

Projektowanie układu polaryzacji z czterema rezystorami

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + (1+\beta)R_E}$$

- V_{BE} spada o 2mV/K
- Tolerancjia rezystorów R_1 i R_2 powoduje zmiany V_B

Jeżeli zaprojektujemy nasz obwód polaryzacji tak że różnica $V_B - V_{BE}$ jest mała, omawiane zmiany V_B i V_{BE} mogą spowodować znaczące zmiany punktu pracy

Należy tak dobierać V_B aby było znacząco większe od V_{BE}

Projektowanie układu polaryzacji z czterema rezystorami

Ogólne zasady doboru punktu pracy:

1) **Dobieramy V_B tak aby stanowiło 1/3 *Vcc***
2) **1/3 *Vcc* powinna być tracona na rezystorze R_E , 1/3 na tranzystorze i 1/3 na rezystorze R_C.**

Zazwyczaj dobierając punkt pracy należy brać pod uwagę także inne wymagania jak np. odpowiedź częstotliwościową układu, zmiany amplitudy sygnału wejściowego, dostępne wartości elementów i wiele innych. Wprowadza to dodatkowe ograniczenia, które należy uwzględnić w procesie projektowania układu polaryzacji

Małosygnałowy model zastępczy układów z tranzystorami BJT

I_B, V_{BE}, I_C, V_{CE}, I_E – prądy i napięcia polaryzacji (DC)
$i_b(t)$, $v_{be}(t)$, $i_c(t)$, $v_{ce}(t)$, $i_e(t)$ – prądy i napięcia AC (sygnały)
$i_B(t)$, $v_{BE}(t)$, $i_C(t)$, $v_{CE}(t)$, $i_E(t)$ – prądy i napięcia całkowite AC + DC

$$i_B(t) = I_B + i_b(t)$$
$$v_{BE}(t) = V_{BE} + v_{be}(t)$$
$$i_B(t) = (1-\alpha)I_{ES}\left[\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) - 1\right]$$

Małosygnałowy model zastępczy układów z tranzystorami BJT

$$I_B + i_b(t) = (1-\alpha)I_{ES}\exp\left(\frac{V_{BE} + v_{be}(t)}{V_T}\right)$$
$$I_B + i_b(t) = (1-\alpha)I_{ES}\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)\exp\left(\frac{v_{be}(t)}{V_T}\right)$$
$$I_B + i_b(t) = I_B\exp\left(\frac{v_{be}(t)}{V_T}\right)$$

Rozważamy małe sygnały dla których $v_{BE} << V_T$, $v_{BE} << V_T$
Z drugiej strony dla małych wartości x *exp(x) = 1+x*

$$I_B + i_b(t) = I_B + \frac{I_B v_{be}(t)}{V_T}$$

Małosygnałowy model zastępczy układów z tranzystorami BJT

$$I_B + i_b(t) = I_B + \frac{I_B v_{be}(t)}{V_T}$$

Oznaczając: $r_\pi = \frac{V_T}{I_B}$

I redukując I_B po obu stronach równania otrzymujemy:

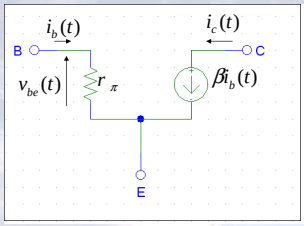
$$i_b(t) = \frac{v_{be}(t)}{r_\pi} \qquad i_c(t) = \beta i_b(t)$$

dla niedużych zmian sygnału wejściowego wokół punktu pracy złącze baza emiter zachowuje się jak rezystor

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \longrightarrow r_\pi = \frac{\beta V_T}{I_C}$$

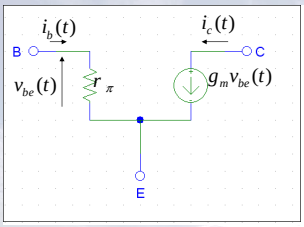
Małosygnałowy model zastępczy układów z tranzystorami BJT

W temperaturze pokojowej V_T = 26mV. β = 100, I_C = 1mA r_π=2600Ω



Małosygnałowy model zastępczy układów z tranzystorami BJT

W temperaturze pokojowej V_T = 26mV. β = 100, I_C = 1mA r_π=2600Ω



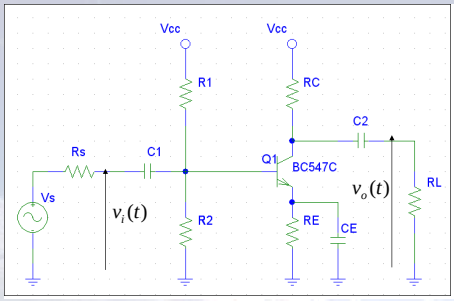
$$g_m = \left.\frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}}\right|_{w_punkcie_pracy}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

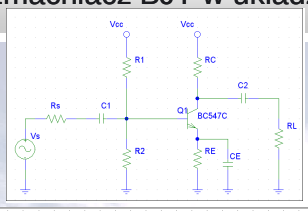
Wzmacniacz z tranzystorem BJT w układzie wspólnego emitera (CE)

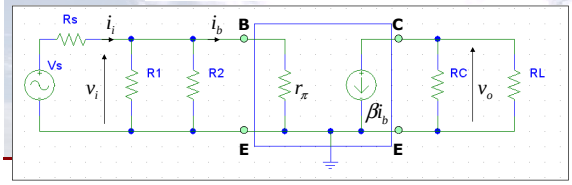
- We wzmacniaczu z tranzystorem BJT układ polaryzacji ustawia punkt pracy tranzystora w obszarze aktywnym. W tym obszarze tranzystor może pracować jako wzmacniacz
- W celu znalezienia parametrów wzmacniacza takich jak wzmocnienie, impedancja wejściowa i impedancja wyjściowa możemy przeprowadzić analizę obwodu wzmacniacza za pomocą małosygnałowego model tranzystora
- Model małosygnałowy jest budowany dla konkretnego punktu pracy

Wzmacniacz BJT w układzie CE

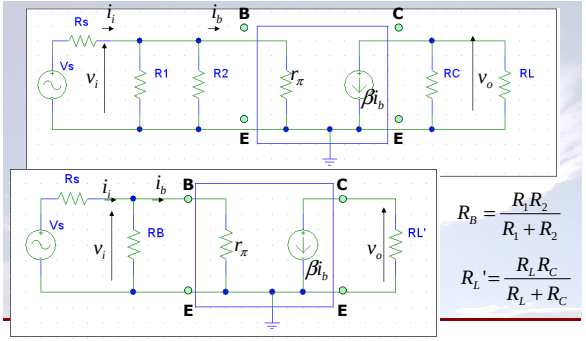


Wzmacniacz BJT w układzie CE





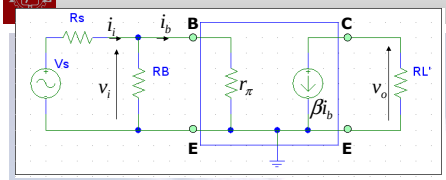
Wzmacniacz BJT w układzie CE



$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_L' = \frac{R_L R_C}{R_L + R_C}$$

Wzmacniacz BJT w układzie CE



$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_L' = \frac{R_L R_C}{R_L + R_C}$$

$$v_i = v_{be} = r_\pi i_b$$

$$v_o = -R_L' \beta i_b$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\beta \frac{R_L'}{r_\pi}$$

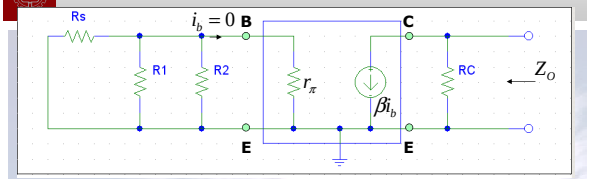
$$A_{v0} = -\beta \frac{R_C}{r_\pi}$$

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_B r_\pi}{R_B + r_\pi}$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = A_v \frac{Z_i}{R_L}$$

$$G = A_i A_v$$

Wzmacniacz BJT w układzie CE



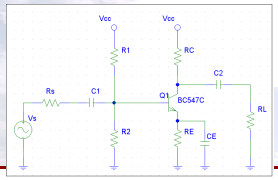
$$Z_o = R_C$$

Wzmacniacz BJT w układzie CE

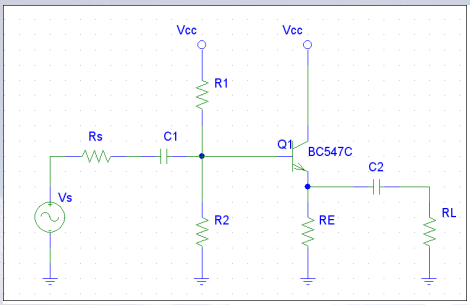
Zadanie:

Znaleźć A_v, A_{vo}, Z_i, A_i, G , Z_o i $v_o(t)$ dla wzmacniacza o parametrach:

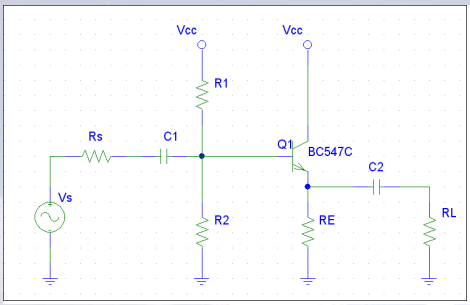
R_s = 500Ω, R_1 = 10kΩ, R_2 = 5kΩ, R_E = 1kΩ, R_C = 1kΩ, R_L = 2kΩ, β = 100, V_{BE} = 0.7V, Vcc = 15V, v_s = 0.001sin(ϖt)



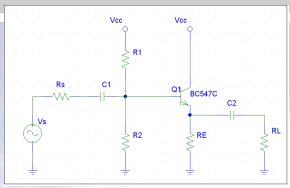
Wzmacniacz BJT w układzie wspólnego kolektora (CC) wtórnik emiterowy

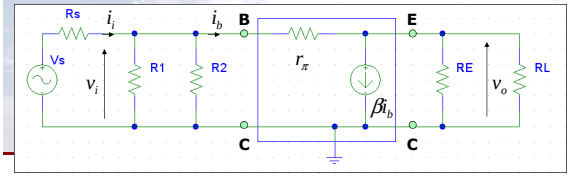


Zadanie narysować obwód zastępczy

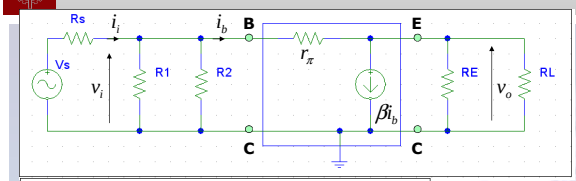


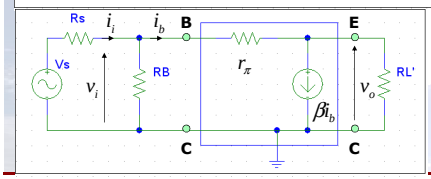
Wtórnik emiterowy (CC)





Wtórnik emiterowy (CC)

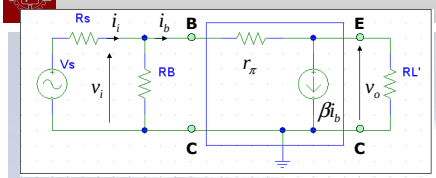




$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_L' = \frac{R_L R_C}{R_L + R_C}$$

Wtórnik emiterowy (CC)



$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_L' = \frac{R_L R_C}{R_L + R_C}$$

$$v_i = r_\pi i_b + R_L'(1+\beta) i_b$$

$$v_o = R_L'(1+\beta) i_b$$

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_B Z_{it}}{R_B + Z_{it}}$$

$$Z_{it} = r_\pi + R_L'(1+\beta)$$

$$G = A_i A_v$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_L'(1+\beta)}{r_\pi + R_L'(1+\beta)}$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = A_v \frac{Z_i}{R_L}$$

$$A_{v0} = \frac{R_C(1-\beta)}{r_\pi + R_C(1-\beta)}$$

Wzmacniacz z tranzystorem BJT w układzie wspólnego emitera (CE)

- We wzmacniaczu z tranzystorem BJT układ polaryzacji ustawia punkt pracy tranzystora w obszarze aktywnym. W tym obszarze tranzystor może pracować jako wzmacniacz
- W celu znalezienia parametrów wzmacniacza takich jak wzmocnienie, impedancja wejściowa i impedancja wyjściowa możemy przeprowadzić analizę obwodu wzmacniacza za pomocą małosygnałowego model tranzystora
- Model małosygnałowy jest budowany dla konkretnego punktu pracy

Analiza małosygnałowego obwodu zastępczego

Budowanie obwodu zastępczego:

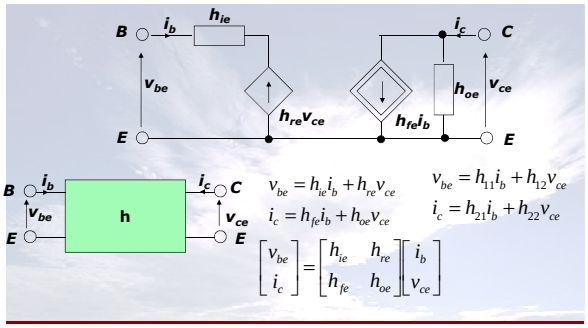
1. zastępujemy wszystkie źródła DC napięciowe zwarciem, prądowe rozwarciem
2. dla potrzeb analizy środka pasma przenoszenia zastępujemy pojemności zwarciem a indukcyjności rozwarciem
3. Jeżeli chcemy analizować wpływ częstotliwości na parametry wzmacniacza lub analizować stany nieustalone należy w schemacie zastępczym uwzględnić pojemności i indukcyjności
4. Zastępujemy tranzystory ich modelami małosygnałowymi

Analiza małosygnałowego obwodu zastępczego

Po stworzeniu modelu małosygnałowego zajmujemy się znalezieniem równań opisujących parametry wzmacniacza

1. Określamy (identyfikujemy) odpowiednie prądy i napięcia
2. Na podstawie wyznaczonych napięć i prądów określamy wzmocnienia (napięciowe, prądowe, …) i impedancję wejściową
3. rezystancja wyjściowa wzmacniacza jest zastępczą rezystancją Theveniva. W celu jej znalezienia odłączamy obciążenie i wyłączamy niezależne źródła sygnału (źródła sterowane pozostają włączone)
4. Czasami w celu wyznaczenia impedancji wyjściowej podłączamy do wyjścia źródło tetowe

Małosygnałowy model hybrydowy tranzystora w konfiguracji CE



Małosygnałowy model hybrydowy tranzystora w konfiguracji CE

$$v_{be} = h_{ie}i_b + h_{re}v_{ce}$$
$$i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}v_{ce}$$

$$h_{ie} = \left.\frac{v_{be}}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} = \left.\frac{\Delta v_{be}}{\Delta i_b}\right|_{V_{CE}=V_{CE}} \qquad h_{re} = \left.\frac{v_{be}}{v_{ce}}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{\Delta v_{be}}{\Delta v_{ce}}\right|_{i_B=I_B}$$

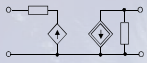
$$h_{fe} = \left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} = \left.\frac{\Delta i_c}{\Delta i_b}\right|_{V_{CE}=V_{CE}} \qquad h_{oe} = \left.\frac{i_c}{v_{ce}}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{\Delta i_c}{\Delta v_{ce}}\right|_{i_B=I_B}$$

Te równania mogą służyć do wyznaczenia niskoczęstotliwościowych wartości parametrów h za pomocą charakterystyk statycznych
Należy zaznaczyć, że wartości parametrów odczytane z charakterystyk statycznych są prawdziwe jedynie dla pracy w niskich częstotliwościach
Charakterystyki nie uwzględniają pojemności

Małosygnałowy model hybrydowy tranzystora w konfiguracji CE

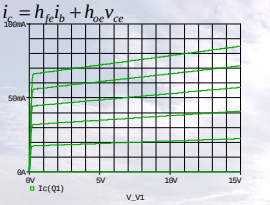
- Model Hybrydowy jest dla warunków małosygnałowych modelem ogólnym.
- Odpowiednie wartości czterech parametrów modelu pozwalają uwzględnić wszystkie zjawiska drugorzędowe w tranzystorze. (jest to jednak model liniowy nie uwzględniający zjawisk nieliniowych)
- Jeżeli parametry h uczynimy zespolonymi funkcjami częstotliwości model ten będzie prawdziwy dla wszystkich częstotliwości
- Wadą tego modelu jest fakt iż jego parametry są w skomplikowany sposób powiązane ze zjawiskami fizycznymi. Ich zmienność w funkcji częstotliwości jest trudna do wyjaśnienia

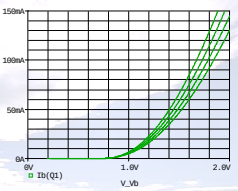
Małosygnałowy model hybrydowy tranzystora w konfiguracji CE



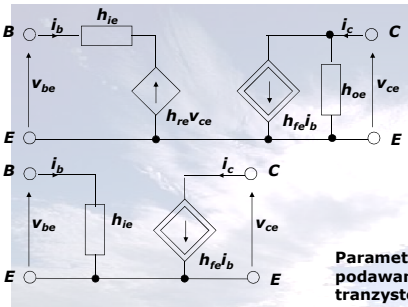
h_{re} modeluje modulację szerokości bazy
h_{re} modeluje konduktancje wyjściową odpowiedzialną za dodatnie nachylenie charakterystyk wyjściowych tranzystora

$$v_{be} = h_{ie}i_b + h_{re}v_{ce}$$
$$i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}v_{ce}$$





Małosygnałowy model hybrydowy tranzystora w konfiguracji CE

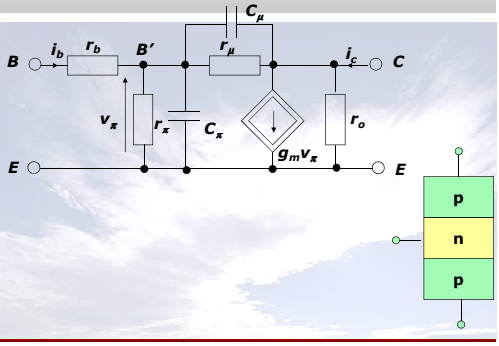


$$v_{be} = h_{ie}i_b + h_{re}v_{ce}$$
$$i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}v_{ce}$$

$$h_{ie} \cong r_\pi$$
$$h_{fe} \cong \beta$$

Parametr modelu h są często podawane w dokumentacji tranzystorów

Model hybrydowy π CE



Model hybrydowy π CE

Model bazujący na fizyce zjawisk zachodzących w tranzystorze

r_b – rezystancja rozproszenia bazy – omowa rezystancja obszaru bazy mniejsza od $r\pi$ typowo 10-100Ω (prawie niezależna od pkt. pracy)

$r\pi$ – dynamiczna rezystancja złącza baza emiter widziana z „wewnętrznego" zacisku bazy B'

rμ – rezystancja modelująca zjawisko modulacji szerokości bazy na charakterystyce wejściowej (reprezentuje sprzężenie kolektor baza tak jak h_{re} w modelu h) kilka MΩ

r_o – rezystancja wyjściowa odpowiedzialna za dodatnie nachylenie charakterystyk wyjściowych tranzystora podobnie jak h_{oe} w modelu h)

Model hybrydowy π CE

Model bazujący na fizyce zjawisk zachodzących w tranzystorze:

C_μ – pojemność zubożeniowa złącza baza kolektor. Jej wartość zależy od napięcia baza kolektor. W dokumentacji tranzystorów podawana jako C_{obo} lub $C_{b'c'}$. Czasami w dokumentacji podawana jest stała czasowa obwodu RC pomiędzy zaciskami bazy i kolektora. Ta stała jest bliska stałej r_bC_μ.

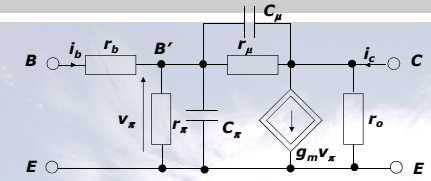
C_π – pojemność dyfuzyjna złącza baza emiter. Jej wartość zależy od pkt. pracy, a wartości mieszczą się w granicach 10 do 1000pF dla tranzystorów małosygnałowych. Zazwyczaj zamiast C_π podawana jest częstotliwość przejścia f_T

g_m – transkoduktancja modeluje właściwości wzmacniające tranzystora

Parametry tranzystora BC547

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector-base cut-off current	V_{CB} = 30 V; I_E = 0 A	–	–	15	nA
		V_{CB} = 30 V; I_E = 0 A; T_j = 150 °C	–	–	5	μA
I_{EBO}	emitter-base cut-off current	V_{EB} = 5 V; I_C = 0 A	–	–	100	nA
h_{FE}	DC current gain	V_{CE} = 5 V; I_C = 10 μA; see Figs 2, 3 and 4				
	BC546A		–	90	–	
	BC546B; BC547B		–	150	–	
	BC547C		–	270	–	
	DC current gain	V_{CE} = 5 V; I_C = 2 mA; see Figs 2, 3 and 4				
	BC546A		110	180	220	
	BC546B; BC547B		200	290	450	
	BC547C		420	520	800	
	BC547		110	–	800	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	I_C = 10 mA; I_B = 0.5 mA	–	90	250	mV
		I_C = 100 mA; I_B = 5 mA	–	200	600	mV
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage	I_C = 10 mA; I_B = 0.5 mA; note 1	–	700	–	mV
		I_C = 100 mA; I_B = 5 mA; note 1	–	900	–	mV
V_{BE}	base-emitter voltage	V_{CE} = 5 V; I_C = 2 mA; note 2	580	660	700	mV
		V_{CE} = 5 V; I_C = 10 mA	–	–	770	mV
C_c	collector capacitance	V_{CB} = 10 V; I_E = i_e = 0 A; f = 1 MHz	–	1.5	–	pF
C_e	emitter capacitance	V_{EB} = 0.5 V; I_C = i_c = 0 A; f = 1 MHz	–	11	–	pF
f_T	transition frequency	V_{CE} = 5 V; I_C = 10mA; f = 100 MHz	100	–	–	MHz
F	noise figure	V_{CE} = 5 V; I_C = 200 μA; R_S = 2 kΩ; f = 1 kHz; B = 200 Hz	–	2	10	dB

Model hybrydowy π CE

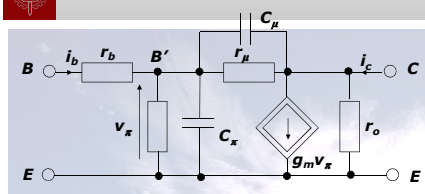


$$r_b = (10...100)\Omega \qquad r_o = \frac{1}{h_{oe}} \qquad f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)}$$

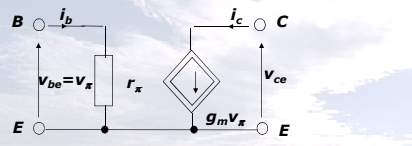
$$r_\pi = \frac{\beta V_T}{I_C}$$

$$h_{re} = \frac{r_\pi}{r_\pi + r_\mu} \cong \frac{r_\pi}{r_\mu} \qquad g_m = \left.\frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}}\right|_{w_pkt_pracy} = \frac{I_C}{V_T}$$

Model hybrydowy π CE



Dla małych częstotliwości oraz:
$r_b = 0$
$r_\mu = \infty$
$r_o = \infty$



$$g_m v_\pi = \beta i_b$$

$$v_\pi = r_\pi i_b$$

$$g_m = \frac{\beta}{r_\pi}$$

Zadanie

Wyznaczyć parametry modelu hybrydowego π dla tranzystora 2N2222A

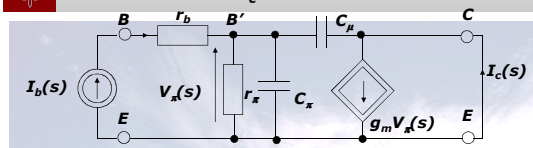
Parametry:
hfe = 200
hre = 0,4m
hoe = 15-200μS
Cobo = 8pF
fT = 300MHZ
rbCμ = 150x10^{-12}

Pkt. pracy:
VCE = 10V
IC = 10mA

Modele małosygnałowe podsumowanie

- Parametry modeli małosygnałowych można w łatwy sposób wyznaczyć za pomocą parametrów tranzystora podawanych w dokumentacji
- Wiele parametrów np. β wykazuje dużą zmienność dla elementów o tym samym symbolu. Z tego powodu nalerzy tak projektować obwody aby różnice w wartościach parametrów nie wpływały na pracę obwodu.
- Dokładny model nie jest wymagany. Zazwyczaj bierzemy takie jego parametry, które dają „najgorsze" zachowanie układu
- Model hybrydowy π jest przydatny do analizy wzmacniaczy jedno i wielostopniowych w szerokim zakresie częstotliwości. Nieco zmodyfikowany jest włączony do programu SPICE gdzie jest wykorzystywany do analizy AC

Praca tranzystora bipolarnego przy dużych częstotliwościach



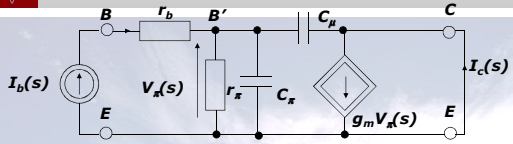
$I_b(s)$, $I_c(s)$,$V_\pi(s)$ - prądy i napięcia w funkcji zespolonej częstotliwości s

$$I_c(s) = g_m V_\pi(s) - sC_\mu V_\pi(s) = (g_m - sC_\mu) V_\pi(s)$$

Dla wystarczająco małych częstotliwości (nadal w zakresie wysokich częstotliwości) $g_m << sC_\mu$

$$I_c(s) = g_m V_\pi(s)$$

Praca tranzystora bipolarnego przy dużych częstotliwościach



$$V_\pi(s) = \frac{I_b(s)}{g_\pi + s(C_\pi + C_\mu)} \qquad g_\pi = \frac{1}{r_\pi} \qquad I_c(s) = g_m V_\pi(s)$$

$$I_c(s) = \frac{g_m I_b(s)}{g_\pi + s(C_\pi + C_\mu)}$$

$$\beta(s) = \frac{I_c(s)}{I_b(s)} = \frac{g_m}{g_\pi + s(C_\pi + C_\mu)} \qquad g_m = \frac{\beta}{r_\pi}$$

Praca tranzystora bipolarnego przy dużych częstotliwościach

$$\beta(s) = \frac{g_m}{g_\pi + s(C_\pi + C_\mu)} \qquad g_m = \frac{\beta}{r_\pi}$$

$$\beta(s) = \frac{\beta_0}{1 + s r_\pi (C_\pi + C_\mu)}$$

β_0 - β dla niskich częstotliwości

$$s = j\omega = j2\pi f$$

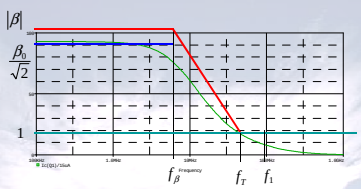
$$f_\beta = \frac{\beta_0}{2\pi r_\pi (C_\pi + C_\mu)}$$

$$\beta(f) = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{f}{f_\beta}}$$

Jedno biegunowa aproksymacja β w funkcji częstotliwości

Praca tranzystora bipolarnego przy dużych częstotliwościach

$$|\beta(f)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}}$$



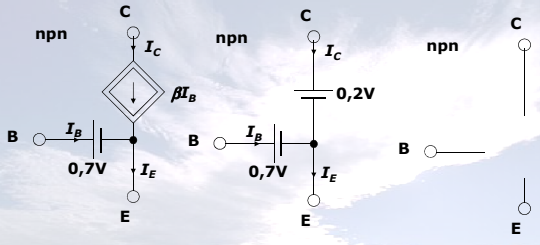
$$|\beta(f_T)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} = 1$$

$$\beta_0^2 = 1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2 \cong \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2$$

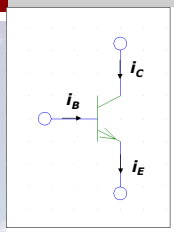
$$f_T = \beta_0 f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)}$$

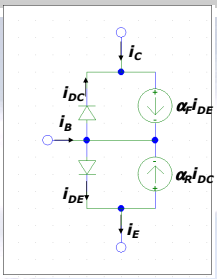
Model dynamiczny tranzystora bipolarnego dla dużych sygnałów

Model statyczny



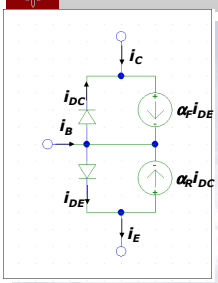
Model dynamiczny tranzystora bipolarnego dla dużych sygnałów





Model Ebersa-Molla – nieliniowy model wielkosygnałowy BJT przydatny do symulacji komputerowej statycznej pracy tranzystora we wszystkich obszarach pracy

Model dynamiczny tranzystora bipolarnego dla dużych sygnałów



$$\alpha_F \cong \left.\frac{i_C}{i_E}\right|_{forward_active_region} \qquad \beta_F = \frac{\alpha_F}{1-\alpha_F}$$

$$\alpha_R \cong \left.\frac{i_E}{i_C}\right|_{reverse_active_region} \qquad \beta_R = \frac{\alpha_R}{1-\alpha_R}$$

Wartości typowe to:

$\alpha_F = \alpha = 0.99$

$\beta_F = 100$

$\alpha_R = 0.5$

$\beta_R = 1$

Model dynamiczny tranzystora bipolarnego dla dużych sygnałów

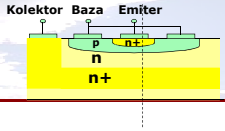
Zazwyczaj tranzystor jest projektowany do pracy w obszarze aktywnym przy polaryzacji dodatniej (tzn. dodatnie napięcie V_{CE})

- Domieszkowanie obszaru emitera jest większe niż bazy.
- Złącze kolektora ma stosunkowo duża powierzchnię w celu zbierania mniejszościowych ładunków dyfundujących przez bazę
- Baza ma nierównomierne domieszkowanie wytwarzające pole przyspieszające dyfundujące elektrony w kierunku kolektora. Powoduje to skrócenie czasu przejścia przez bazę i co za tym idzie zmniejsza straty elektronów wynikające z rekombinacji

Wymienione zjawiska powodują, że prawie wszystkie nośniki pokonujące złącze baza emiter docierają do kolektora stąd:

$$i_C \cong i_E$$

$$\alpha_F \cong 1$$



Model dynamiczny tranzystora bipolarnego dla dużych sygnałów

$$i_{DE} = I_{ES}\left[\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) - 1\right]$$

$$i_{DC} = I_{CS}\left[\exp\left(\frac{v_{BC}}{V_T}\right) - 1\right]$$

$$i_C = \alpha_F i_{DE} - i_{DC}$$

$$i_E = \alpha_R i_{DC} - i_{DE}$$

$$i_B = i_E - i_C$$

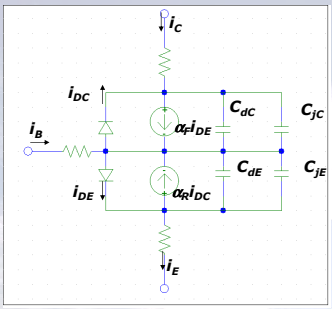
Można wykazać, że

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_s$$

gdzie Is prąd skali urządzenia jeżeli: $\alpha_F \cong 1$

$$I_s = I_{ES}$$

Model dynamiczny tranzystora bipolarnego dla dużych sygnałów

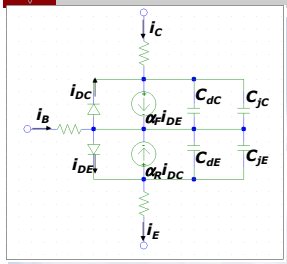


Model dynamiczny tranzystora bipolarnego dla dużych sygnałów

Elementy pasożytnicze

- r_b – rezystancja rozproszenia bazy 10-100Ω
- r_c – omowa rezystancja kolektora 10-100Ω może prowadzić do przejścia tranzystora w obszar nasycenia dla dużych spadków napięć na niej,
- r_e – omowa rezystancji emitera 1Ω (silne domieszkowanie)
- C_{dC} – pojemność dyfuzyjna złącza kolektorowego
- C_{jC} – pojemność zubożeniowa (złączowa) złącza kolektorowego
- C_{dE} – pojemność dyfuzyjna złącza emiterowego
- C_{jE} – pojemność zubożeniowa (złączowa) złącza emiterowego

Model dynamiczny tranzystora bipolarnego dla dużych sygnałów



Dla pracy w obszarze aktywnym przy polaryzacji dodatniej (dodatnie napięcie VCE) praktyczne znaczenie mają tylko C_{dE}, C_{dC} i C_{jC}

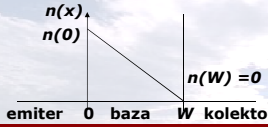
Pojemności złączowe (zubożeniowe) są takie jak dla diody. Stąd współczynniki opisującego je wzoru zależą od indywidualnej geometrii domieszkowania złącza

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left[1 - \frac{v_D}{V_{j0}}\right]^m}$$

Model dynamiczny tranzystora bipolarnego dla dużych sygnałów

Troszeczkę inaczej wygląda sprawa dla pojemności dyfuzyjnej, czego powodem jest wąski obszar bazy

Dla pracy w obszarze aktywnym przy polaryzacji dodatniej profil koncentracji ładunków mniejszościowych w bazie ma kształt trójkątny. Tak jest ponieważ szerokość bazy *W* jest znacząco mniejsza niż odległość dyfuzji elektronów oraz dlatego że pole elektryczne wstecznie spolaryzowanego złącza emiterowego wymiata natychmiast wszystkie elektrony, które do niego docierają, powodując obniżenie koncentracji elektronów, w obszarze złącza, do zera.



Model dynamiczny tranzystora bipolarnego dla dużych sygnałów

Dla złącza baza-emiter o przekroju *A* ilość ładunku mniejszościowego zgromadzonego w bazie za pomocą wzoru:

$$Q_{FA} = qA\frac{1}{2}n(0)W$$

Z teorii dotyczącej diody wiemy, że koncentracja na emiterowym końcu bazy jest sterowana poprzez napięcie v_{BE}

$$n(0) = \frac{n_i^2}{N_{ab}}\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

N_{ab} – jest koncentracją jonów akceptorowych w obszarze bazy

Podstawiając do siebie powyższe równania otrzymujemy zlażność charakteryzującą pojemność dyfuzyjną dla pracy w obszarze aktywnym przy polaryzacji dodatniej

$$Q_{FA} = \frac{qAW}{2}\frac{n_i^2}{N_{ab}}\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

Model dynamiczny tranzystora bipolarnego dla dużych sygnałów

$$Q_{FA} = \frac{qAW}{2}\frac{n_i^2}{N_{ab}}\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

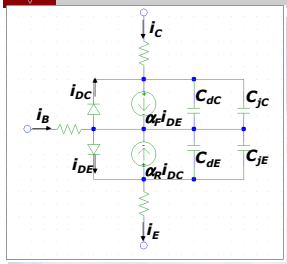
Ten konkretny zbiór zgromadzonego ładunku reprezentuje elektrony przechodzące z emitera do kolektora. Średnio te wstrzykiwane elektrony potrzebują τ_F sekund na przebycie bazy, gdzie τ_F czas transmisji „do przodu" (ang. *forward transmition time*). Dla tranzystorów npn w układach scalonych $\tau_F \cong 30$ns. Można wykazać, że czas transmisji jest związany z częstotliwością transmisji

$$\tau_F = \frac{1}{2\pi f_T}$$

Podobnie do τ_F , τ_R jest średnim czasem jaki nośniki mniejszościowe spędzają w bazie dla pracy w obszarze aktywnym przy polaryzacji wstecznej

$$\beta_F \tau_F = \beta_R \tau_R$$

Model dynamiczny tranzystora bipolarnego dla dużych sygnałów



Schemat przedstawia dynamiczny model tranzystora bipolarnego

Jest to model Ebersa-Molla uzupełniony o nieliniowe pojemności dyfuzyjne i złączowe (zubożeniowe) powiązane ze złączami emiterowym i kolektorowym.

We wzmacniaczach te pojemności ograniczają od góry pasmo przenoszenia.

W obwodach cyfrowych te pojemności wprowadzają opóźnienia w przełączaniu

Podstawowe parametry tranzystora bipolarnego w programie SPICE

notacja	notacjaSPICE	Opis	Wart. typowa	Wart. domyślna
I_s	IS	Prąd skali	1.0E-14 A	1.0E-14 A
β_F	BF	Beta w kierunku przewodzenia	100	100
β_R	BR	Beta w kierunku wstecznym	100	1
r_b	RB	Omowa rezystancja bazy	10Ω	0
r_c	RC	Omowa rezystancja kolektora	1Ω	0
r_e	RE	Omowa rezystancja bazy	0.1Ω	0
V_A	VAF	Napięcie Earlyego dla pol. +	100V	∞

Podstawowe parametry tranzystora bipolarnego w programie SPICE

notacja	notacjaSPICE	Opis	Wart. typowa	Wart. domyślna
C_{jC}	CJC	Pojemność zubożeniowa BC (zerowa polaryzacja)	10pF	0
m_{jC}	MJC	Współczynnik domieszkowania złącza BC	0.333	0.333
V_{jC}	VJC	Wbudowana bariera potencjału BC	0.75V	0.75V
C_{jE}	CJE	Pojemność zubożeniowa BE (zerowa polaryzacja)	25pF	0
m_{jE}	MJE	Współczynnik domieszkowania złącza BE	0.333	0.333
V_{jE}	VJE	Wbudowana bariera potencjału BE	0.75V	0.75V
τ_F	TF	czas transferu nośników	500ps	0
τ_R	TR	czas transferu nośników	50ns	0

Przełączanie tranzystora bipolarnego

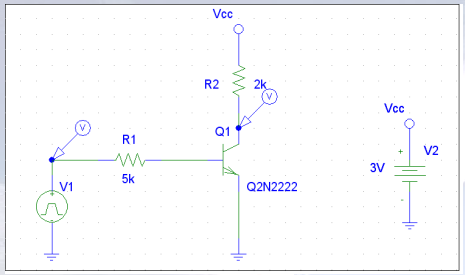
W wielu aplikacjach tranzystor bipolarny jest wykorzystywany jako sterowany klucz (łącznik) załączający duży prąd zasilający odbiornik (obciążenie).

W takich układach tranzystor pracuje jako element dwustanowy:

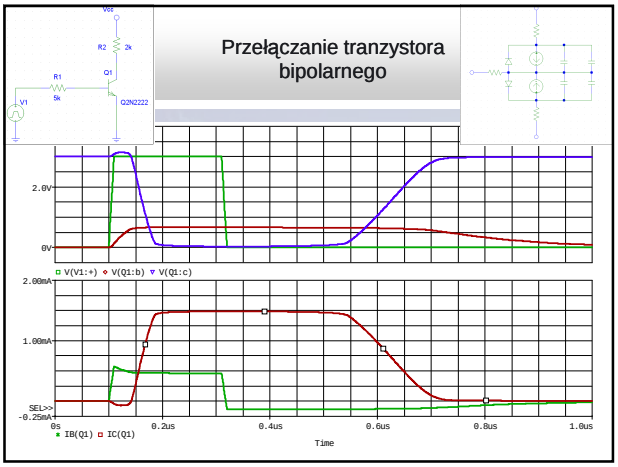
- wyłączony – w obszarze odcięcia
- włączony – w obszarze nasycenia

W tej części wykładu zostanie omówione zachowanie się tranzystora przy przełączaniu pomiędzy tymi stanami w odniesieniu do zjawisk zachodzących wewnątrz jego struktury

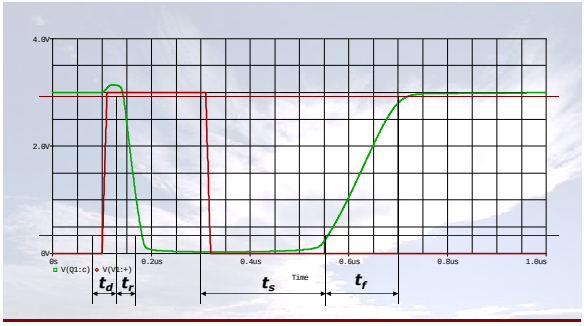
Prosty inwerter RTL



Przełączanie tranzystora bipolarnego



Przełączanie tranzystora bipolarnego



Przełączanie tranzystora bipolarnego

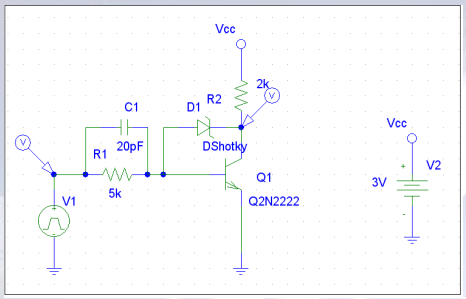
- t_d – (*delay time*) czas opóźnienia, czas pomiędzy początkami zboczy narastających sygnału wejściowego v_i i wyjściowego v_o
- t_r – (rise *time*) czas narastania, czas pomiędzy początkiem a końcem zbocza narastającego sygnału wyjściowego v_o
- t_s – (*storage time*) czas magazynowania nośników, czas pomiędzy początkami zboczy opadających sygnału wejściowego v_i i wyjściowego v_o
- t_f – (*fall time*) czas opadania, czas pomiędzy początkiem a końcem zbocza opadającego sygnału wyjściowego v_o

Przełączanie tranzystora bipolarnego

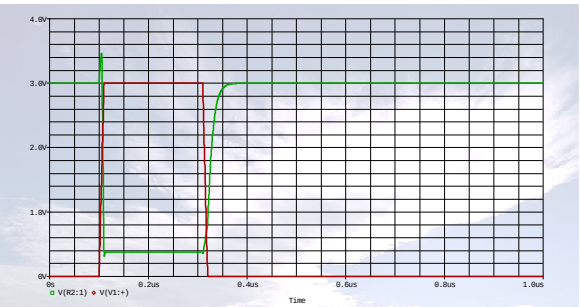
- Początek zbocza narastającego – 10% ustalonej wartości sygnału
- Koniec zbocza narastającego – 90% ustalonej wartości sygnału

- $t_{on} = t_d + t_r$ – (*turn on time*) czas załączenia
- $t_{off} = t_s + t_f$ – (*turn off time*) czas wyłączenia

Przełączanie tranzystora bipolarnego – poprawa parametrów



Przełączanie tranzystora bipolarnego – poprawa parametrów



Układy z tranzystorami bipolarnymi - podsumowanie

- Tranzystor bipolarny jest przyrządem półprzewodnikowym zawierającym dwa złącza pn
- Tranzystor bipolarny może pracować w 4 różnych obszarach różniących się polaryzacja. Są to obszary:
  - odcięcia
  - nasycenia
  - aktywny
  - aktywny wsteczny

Układy z tranzystorami bipolarnymi - podsumowanie

- W aplikacjach małosygnałowych wykorzystywane są zewnętrzne źródła napięcia stałego do ustawienie pożądanego punktu pracy.
- W takich aplikacjach nieliniowy tranzystor może być modelowany za pomocą liniowego modelu małosygnałowego. Parametry takiego modelu zależą od pkt pracy.
- Modele małosygnałowe dla dużych częstotliwości zawierają pojemności związane ze złączami pn

- Wielkosygnałowy statyczny model Ebersa-Molla służy do wyznaczenia pkt pracy tranzystora
- Model dynamiczny uzupełniony jest o pojemności złączowe

Układy z tranzystorami bipolarnymi - podsumowanie

- Tranzystor wykorzystywany jako klucz pracuje w obszarach odcięcia i nasycenia
- Wzmacniacze pracują w obszarze aktywnym gdzie:

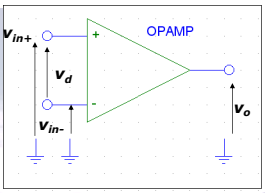
$$i_C = I_s \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \qquad \beta = \frac{i_C}{i_B} = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

Układy ze wzmacniaczami operacyjnymi

Wzmacniacz operacyjny (*operational amplifier*):
- wzmacniacz prądu stałego
- duże wzmocnienie napięciowe
- wejście symetryczne (różnicowe)
- wyjście asymetryczne

Zastosowanie:
- funkcyjne operacje liniowe i nieliniowe

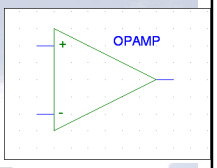
W większości pracuje przy bardzo silnym ujemnym sprzężeniu zwrotnym

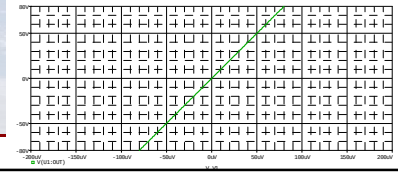


$$v_o = A_{vd}(v_{in+} - v_{in-}) = A_{vd} v_d$$

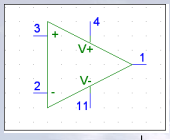
Układy ze wzmacniaczami operacyjnymi

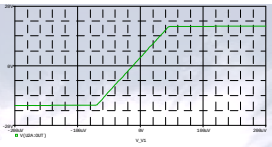
Idealny wzmacniacz operacyjny:
- nieskończona rezystancja wejściowa
- zerowa rezystancja wyjściowa
- nieskończone wzmocnienie napięciowe
- brak ograniczeń napięcia wyjściowego
- nieskończone pasmo przenoszenia
- **niezależność napięcia wyjściowego od składowej sumacyjnej**





Układy ze wzmacniaczami operacyjnymi





$$A_{vd} = \left.\frac{\Delta V_o}{\Delta V_d}\right|_{U_c=const} \qquad A_{vc} = \left.\frac{\Delta V_o}{\Delta V_c}\right|_{U_c=const}$$

$$TC = \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \qquad CMRR = 20\log\frac{A_{vd}}{A_{vc}}$$

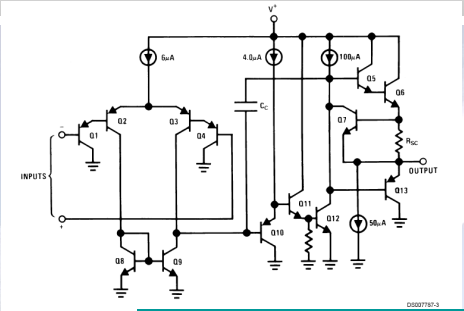
Najważniejsze parametry WO

Nazwa	Wymiar	uA741
Wzmocnienie ($A_{vd,min}$)	V/mV	25
Współczynnik tłumienia składowej wspólnej (CMRR)	DB	80
Prąd wejściowy I_{IN}	nA	500
Wejściowy prąd niezrównoważenia I_N	nA	200
Wejściowe napięcie niezrównoważenia U_N	mV	6
Współczynnik temperaturowy napięcia niezrównoważenia	µV/°C	30
Współczynnik zmian wejściowego napięcia niezrównoważenia od zmian napięcia zasilania (SVRR)	µV/V	30

Najważniejsze parametry WO

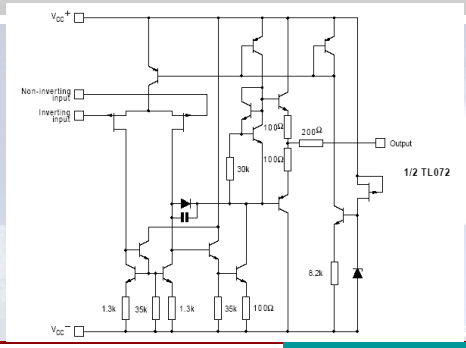
Nazwa	Wymiar	uA741
Rezystancja wejściowa (R_{ind})	MΩ	2
Rezystancja wyjściowa (R_o)	Ω	75
Szerokość pasma (f_1 lub f_T)	MHz	1
Maksymalna prędkość zmian napięcia wyjściowego *(SR)*	V/µs	0,6
Maksymalne napięcie wejściowe różnicowe (V_{IND})	V	±30
Maksymalne napięcie wejściowe wspólne (V_{INC})	V	±15
Napięcie zasilania	V	-15,+15
Pobór mocy *(P)*	mW	50
Zakres temperatur pracy (t_{min}, t_{max})	°C	0,+70

Budowa WO (LM358)



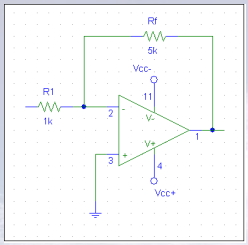
© 2000 National Semiconductor Corporation

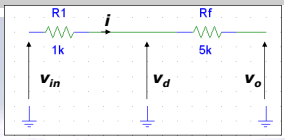
Budowa WO (TL072)



© 2001 STMicroelectronics

Wzmacniacz odwracający





$$v_{in} - v_o = i(R_1 + R_f)$$

$$v_d = v_i - iR_1$$

$$v_o = -v_d A$$

Wzmacniacz odwracający

$$v_{in} - v_o = i(R_1 + R_f) \qquad i = (v_{in} - v_o)\frac{1}{R_1 + R_f}$$

$$v_o = -v_d A \qquad v_d = -v_o \frac{1}{A}$$

$$v_d = v_{in} - iR_1$$

$$-v_o \frac{1}{A} = v_{in} - (v_{in} - v_o)\frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

$$-v_o \frac{1}{A} = v_{in} - v_{in}\frac{R_1}{R_1 + R_f} + v_o \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

Wzmacniacz odwracający

$$-v_o \frac{1}{A} = v_{in} - v_{in}\frac{R_1}{R_1 + R_f} + v_o \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

$$-v_o \frac{1}{A} - v_o \frac{R_1}{R_1 + R_f} = v_{in} - v_{in}\frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

$$-v_o\left(\frac{1}{A} + \frac{R_1}{R_1 + R_f}\right) = v_{in}\left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_f}\right)$$

$$\frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{1 - \frac{R_1}{R_1 + R_f}}{\frac{1}{A} + \frac{R_1}{R_1 + R_f}}$$

Wzmacniacz odwracający

$$\frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{1 - \frac{R_1}{R_1 + R_f}}{\frac{1}{A} + \frac{R_1}{R_1 + R_f}} = -\frac{\frac{R_1 + R_f - R_1}{R_1 + R_f}}{\frac{R_1 + R_f + AR_1}{A(R_1 + R_f)}}$$

$$\frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{R_f}{R_1 + R_f}\frac{A(R_1 + R_f)}{R_1 + R_f + AR_1} = \frac{AR_f}{R_1 + R_f + AR_1}$$

$$\frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{AR_f}{R_1 + R_f + AR_1} = -\frac{R_f}{R_1}\frac{AR_1}{R_1 + R_f + AR_1}$$

Wzmacniacz odwracający

$$\frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{AR_f}{R_1 + R_f + AR_1} = -\frac{R_f}{R_1}\frac{AR_1}{R_1 + R_f + AR_1}$$

$$\frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{R_f}{R_1}\frac{1}{\frac{1}{A} + \frac{R_f}{AR_1} + 1} = -\frac{R_f}{R_1}\frac{1}{\frac{R_1 + R_f}{AR_1} + 1}$$

$$\frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{R_f}{R_1}\frac{1}{1 + \frac{1}{A\beta_v}} \qquad \beta_v = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

Wzmacniacz odwracający

$$\frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{R_f}{R_1}\frac{1}{1+\frac{1}{A\beta_v}}$$

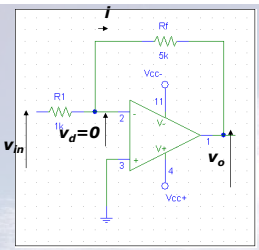
$$\beta_v = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

$$A\beta_v > 1000$$

$$A_{vf} = -\frac{R_f}{R_1}$$

$$A_{vf} = -\frac{Z_f}{Z_1}$$

Wzmacniacz odwracający



$$v_d = 0$$

$$i_{in-} = 0$$

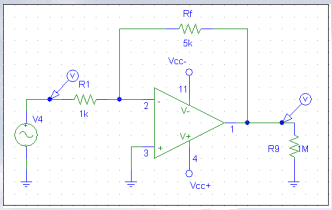
$$v_{in} = iR_1 \qquad i = \frac{v_{in}}{R_1}$$

$$v_o = -iR_f$$

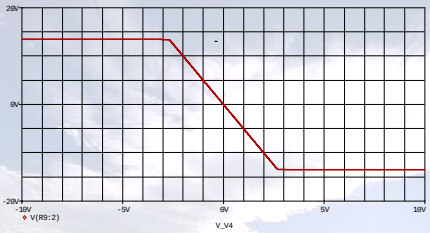
$$v_o = -v_{in}\frac{R_f}{R_1}$$

$$\frac{v_o}{v_{in}} = -\frac{R_f}{R_1} \qquad A_{vf} = -\frac{R_f}{R_1}$$

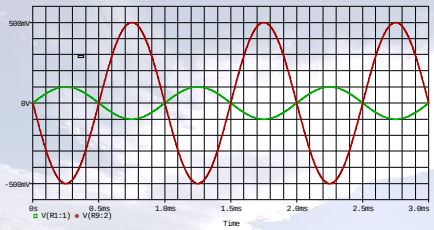
Wzmacniacz odwracający



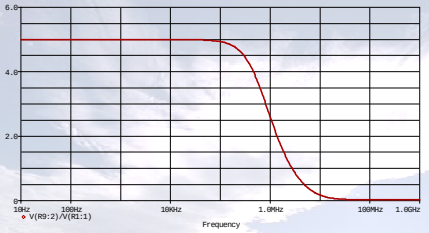
Wzmacniacz odwracający charakterystyka przejściowa



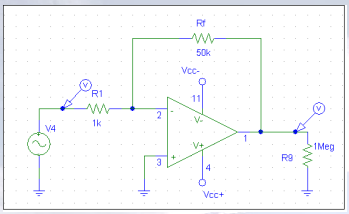
Wzmacniacz odwracający przebiegi czasowe



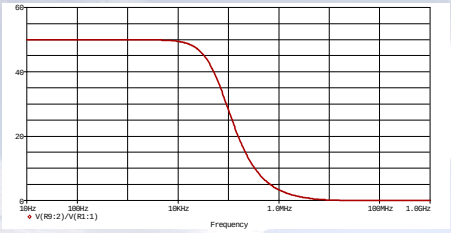
Wzmacniacz odwracający charakterystyka częstotliwościowa



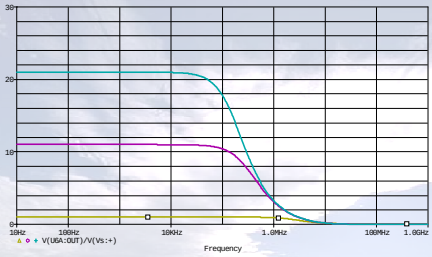
Wzmacniacz odwracający charakterystyka częstotliwościowa



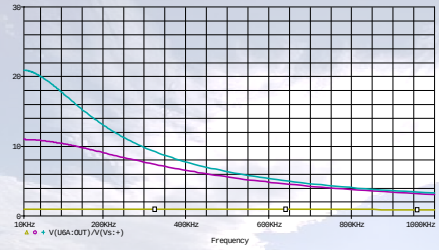
Wzmacniacz odwracający charakterystyka częstotliwościowa



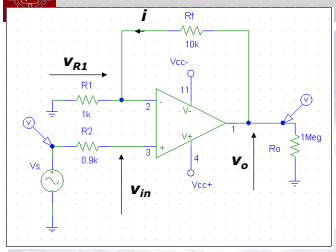
Wzmacniacz odwracający charakterystyka częstotliwościowa



Wzmacniacz odwracający charakterystyka częstotliwościowa



Wzmacniacz nieodwracający



$$v_d = 0$$

$$i_{in+} = i_{in-} = 0$$

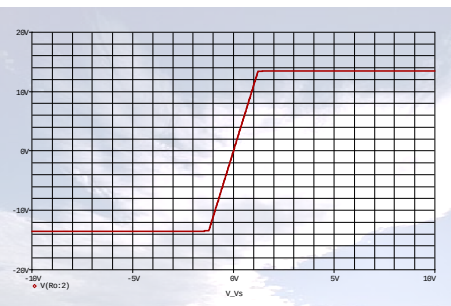
$$v_{in} = iR_1 \qquad i = \frac{v_{in}}{R_1}$$

$$v_o = i(R_f + R_1)$$

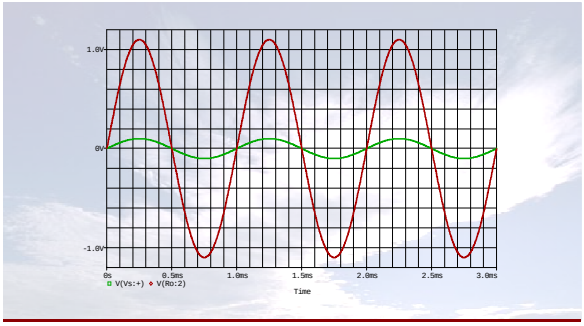
$$v_o = \frac{v_{in}}{R_1}(R_f + R_1)$$

$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

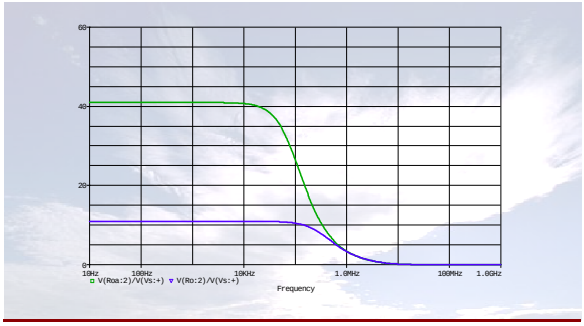
Wzmacniacz nieodwracający charakterystyka przejściowa



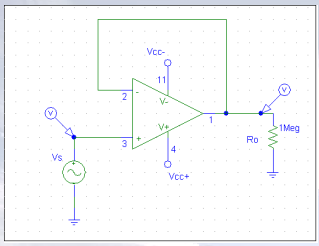
Wzmacniacz nieodwracający



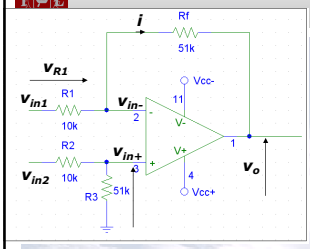
Wzmacniacz nieodwracający charakterystyka częstotliwościowa



Wtórnik napięciowy



Wzmacniacz różnicowy



$$v_d = 0$$

$$i_{in+} = i_{in-} = 0$$

$$v_{in+} = v_{in2}\frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

$$i = (v_{in1} - v_o)\frac{1}{R_1 + R_f}$$

$$v_{in-} = v_{in1} - iR_1$$

$$v_{in-} = v_{in1} - (v_{in1} - v_o)\frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

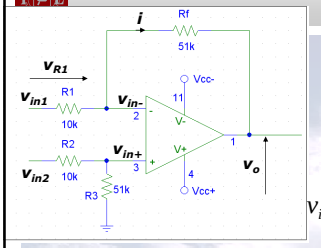
Wzmacniacz różnicowy

$$v_{in-} = v_{in1} - v_{in1}\frac{R_1}{R_1 + R_f} + v_o\frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

$$v_{in-} = v_{in1}\left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_f}\right) + v_o\frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

$$v_{in-} = v_{in1}\frac{R_f}{R_1 + R_f} + v_o\frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

Wzmacniacz różnicowy



$$v_d = 0$$

$$v_{in+} = v_{in-}$$

$$v_{in+} = v_{in2}\frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

$$v_{in-} = v_{in1}\frac{R_f}{R_1 + R_f} + v_o\frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

$$v_{in2}\frac{R_2}{R_2 + R_3} = v_{in1}\frac{R_f}{R_1 + R_f} + v_o\frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

Wzmacniacz różnicowy

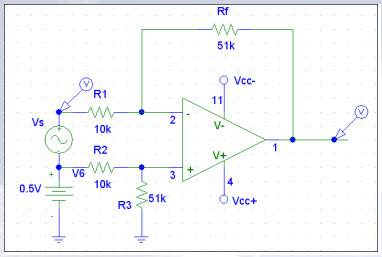
$$v_{in2}\frac{R_2}{R_2+R_3}=v_{in1}\frac{R_f}{R_1+R_f}+v_o\frac{R_1}{R_1+R_f}$$

$$v_o\frac{R_1}{R_1+R_f}=v_{in2}\frac{R_2}{R_2+R_3}-v_{in1}\frac{R_f}{R_1+R_f}$$

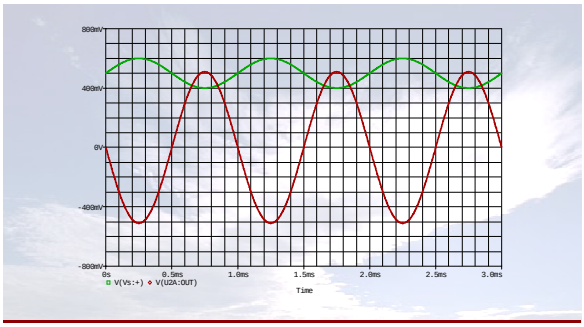
$$\frac{R_1}{R_f}=\frac{R_2}{R_3}$$

$$v_o=\frac{R_f}{R_1}(v_{in2}-v_{in1})$$

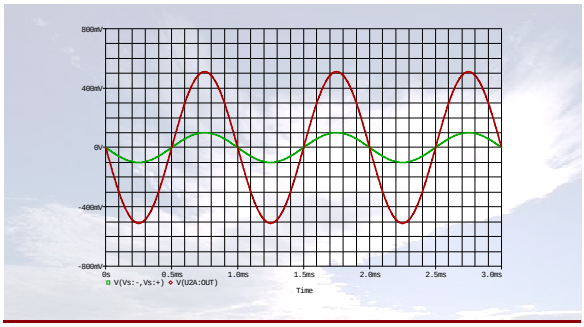
Wzmacniacz różnicowy



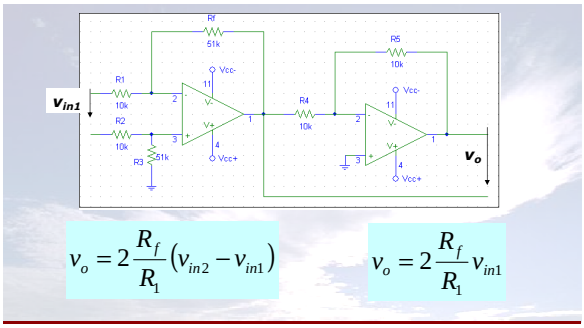
Wzmacniacz różnicowy



Wzmacniacz różnicowy



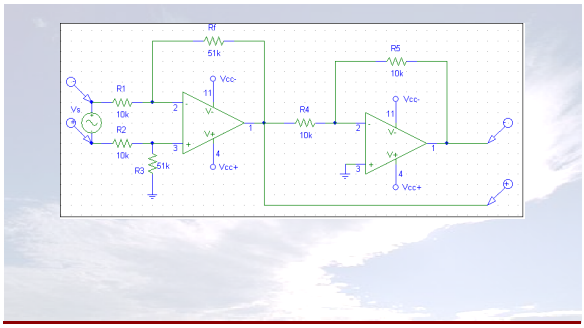
Wzmacniacz różnicowy



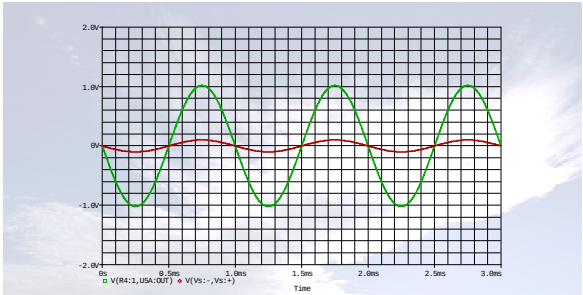
$$v_o=2\frac{R_f}{R_1}(v_{in2}-v_{in1})$$

$$v_o=2\frac{R_f}{R_1}v_{in1}$$

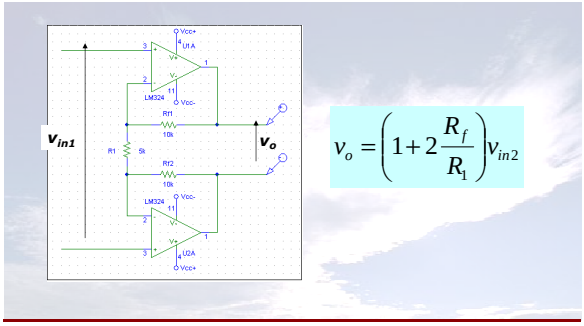
Wzmacniacz różnicowy



Wzmacniacz różnicowy

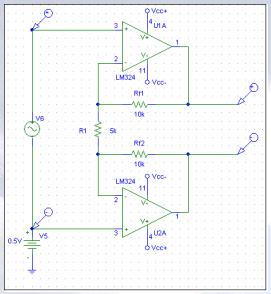


Wzmacniacz różnicowy o bardzo dużej rezystancji wejściowej

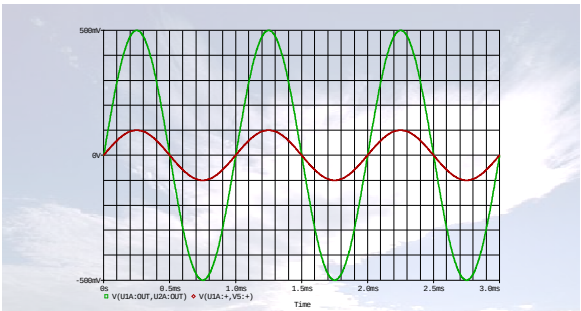


$$v_o = \left(1 + 2\frac{R_f}{R_1}\right) v_{in2}$$

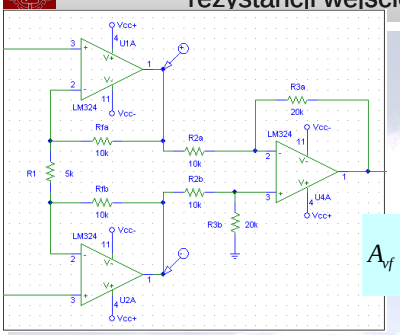
Wzmacniacz różnicowy o bardzo dużej rezystancji wejściowej



Wzmacniacz różnicowy

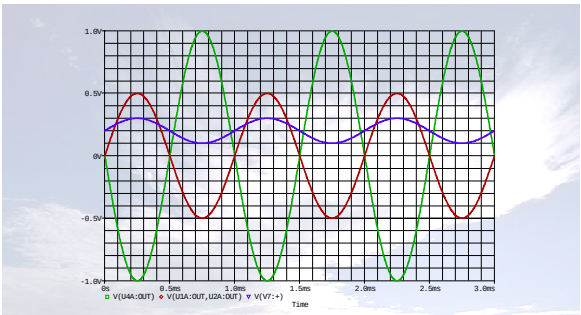


Wzmacniacz różnicowy o bardzo dużej rezystancji wejściowej

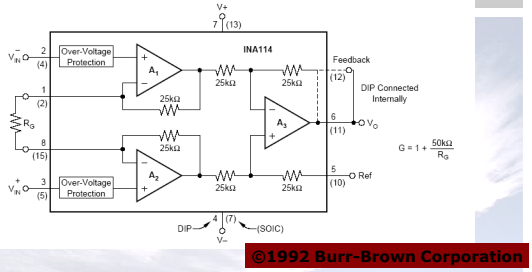


$$A_{vf} = -\left(1 + 2\frac{R_f}{R_1}\right)\frac{R_3}{R_2}$$

Wzmacniacz różnicowy o bardzo dużej rezystancji wejściowej

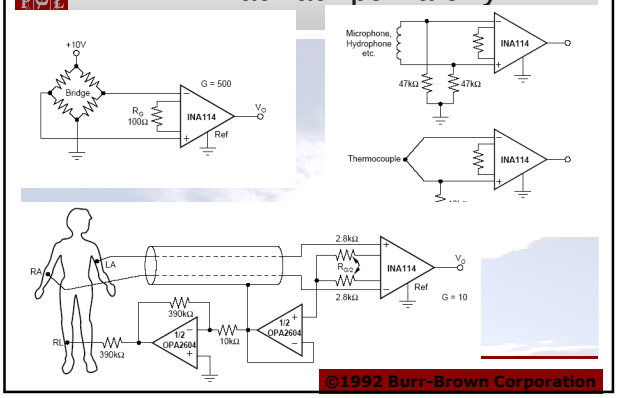


Wzmacniacz pomiarowy



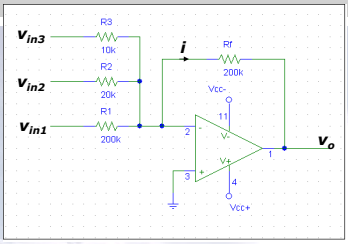
©1992 Burr-Brown Corporation

Wzmacniacz pomiarowy



©1992 Burr-Brown Corporation

Wzmacniacz sumujący

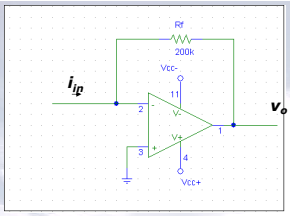


$$i = \frac{u_{in1}}{R_1} + \frac{u_{in2}}{R_2} + \frac{u_{in3}}{R_3}$$

$$u_o = -u_{in1}\frac{R_f}{R_1} - u_{in2}\frac{R_f}{R_2} - u_{in3}\frac{R_f}{R_3}$$

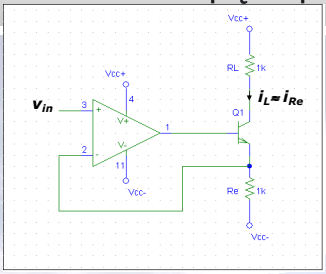
Dzięki pozornemu zwarciu do masy źródła wejściowe są odseparowane

Przetwornik prąd - napięcie



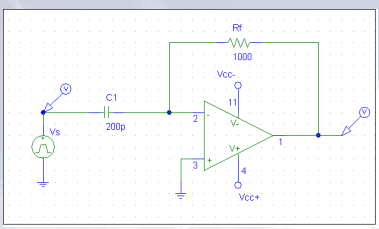
$$v_o = -i_{in}R_f$$

Przetwornik napięcie-prąd



$$i_L = \frac{v_{in} - V_{cc-}}{R_e}$$

Wzmacniacz różniczkujący

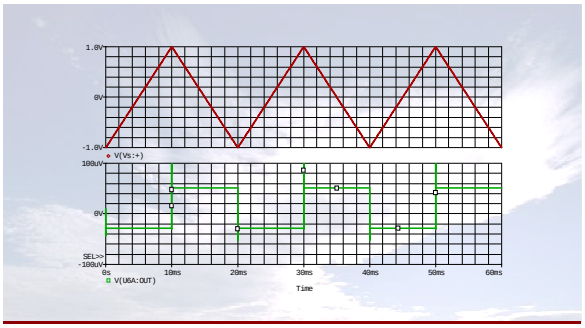


$$i(t) = C\frac{\partial v_{in}(t)}{\partial t}$$

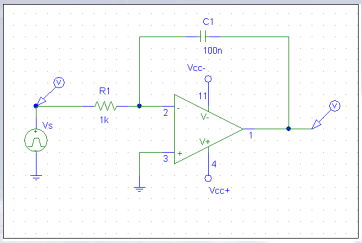
$$v_o(t) = -i(t)R_f$$

$$v_o(t) = -CR_f\frac{\partial v_{in}(t)}{\partial t}$$

Wzmacniacz różniczkujący



Wzmacniacz całkujący



$$i = \frac{v_{in}}{R_1} \qquad i = -C\frac{\partial v_o}{\partial t}$$

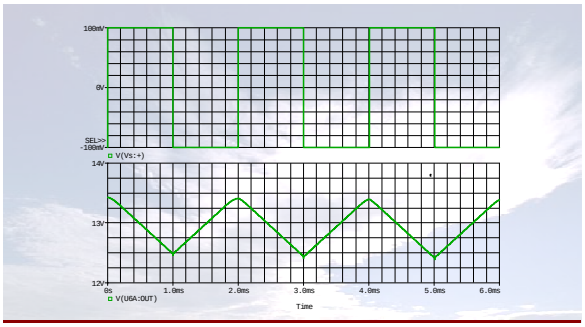
$$C\frac{\partial v_o(t)}{\partial t} = -\frac{v_{in}(t)}{R_1}$$

$$\frac{\partial v_o(t)}{\partial t} = -\frac{v_{in}(t)}{CR_1}$$

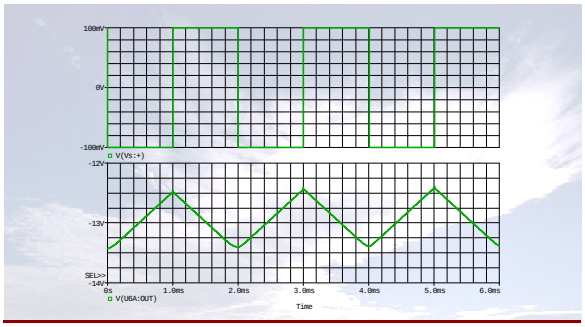
$$\frac{\partial v_o(t)}{\partial t} = -\frac{v_{in}(t)}{CR_1}$$

$$v_o(t) = -\frac{1}{CR_1}\int v_{in}(t)\partial t$$

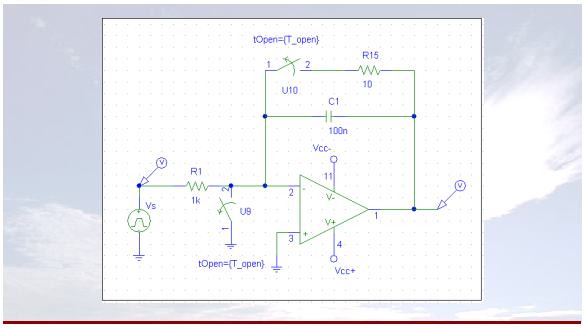
Wzmacniacz całkujący



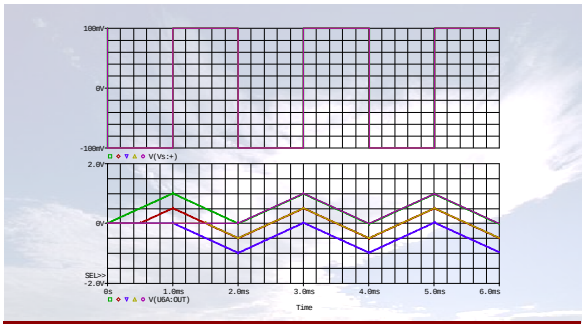
Wzmacniacz całkujący



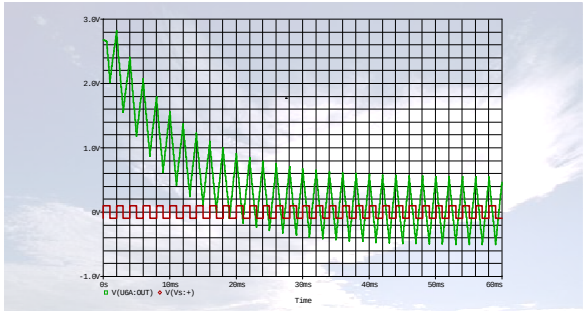
Wzmacniacz całkujący



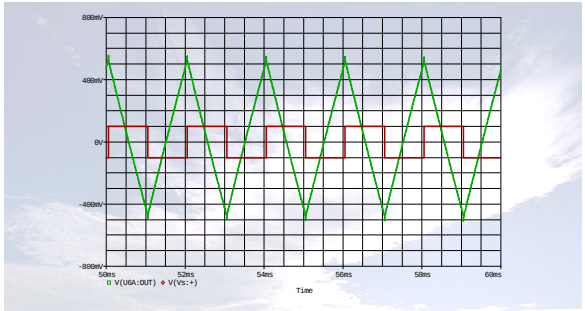
Wzmacniacz całkujący



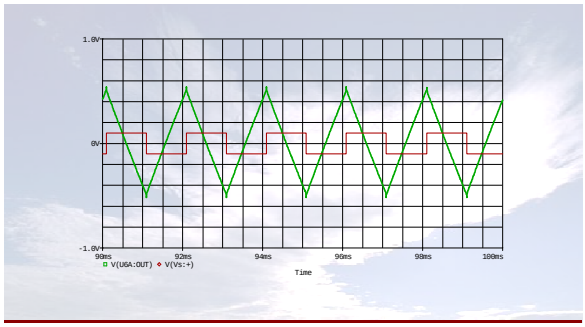
Wzmacniacz całkujący



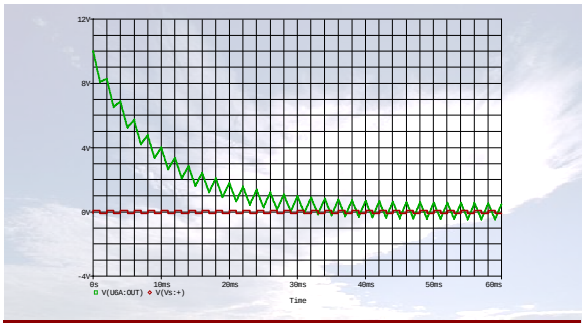
Wzmacniacz całkujący



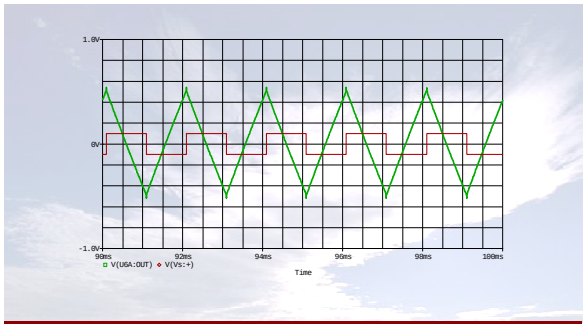
Wzmacniacz całkujący



Wzmacniacz całkujący

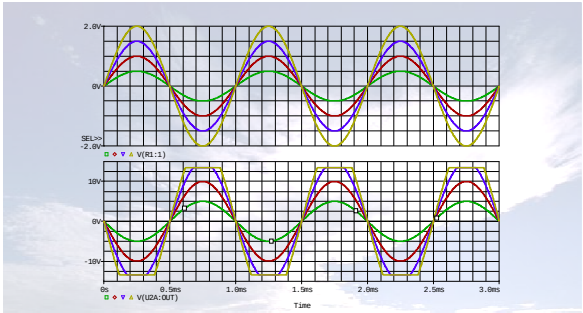


Wzmacniacz całkujący

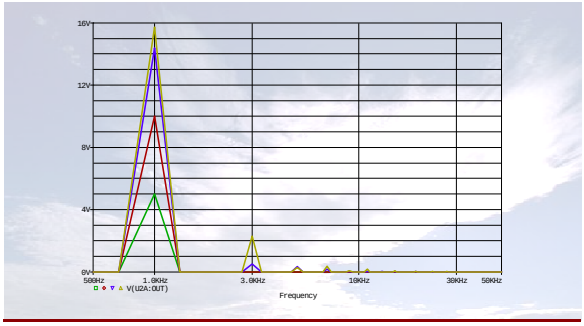


Wzmacniacz całkujący

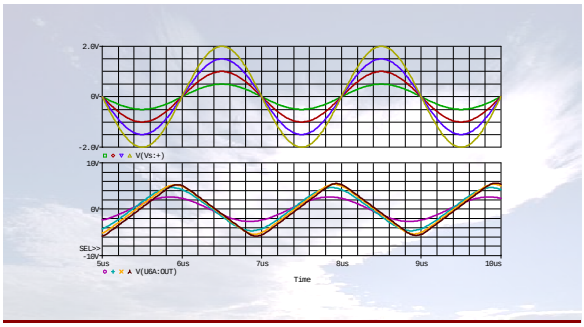
Zniekształcenia nieliniowe



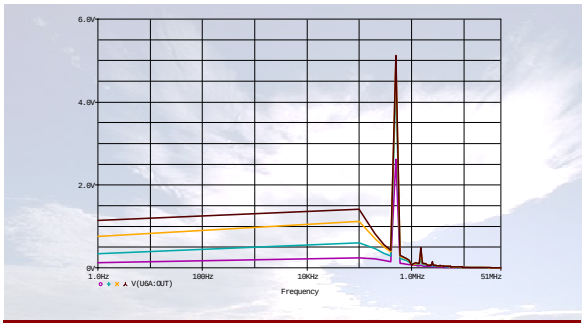
Zniekształcenia nieliniowe



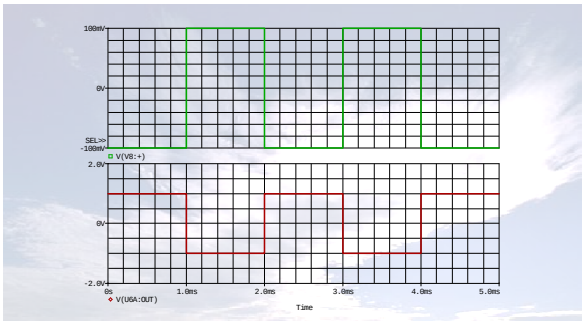
Zniekształcenia nieliniowe



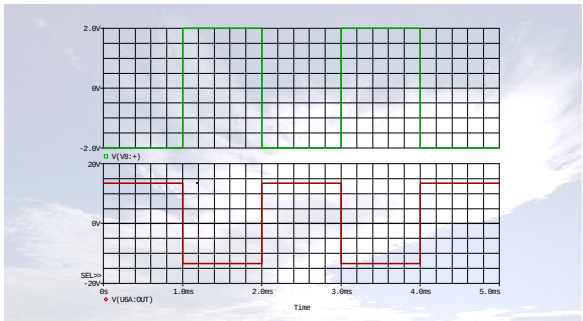
Zniekształcenia nieliniowe



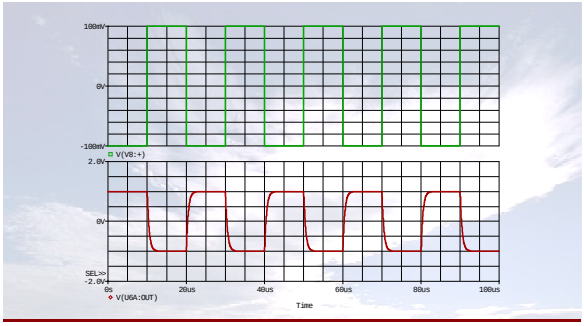
Odpowiedź impulsowa



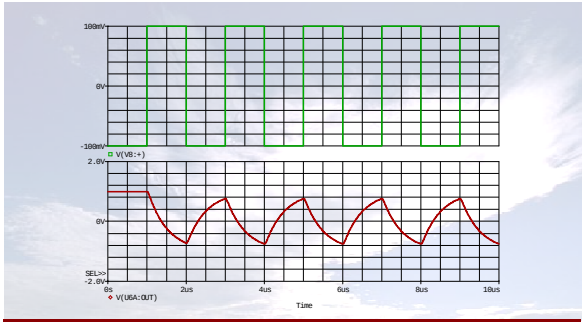
Odpowiedź impulsowa



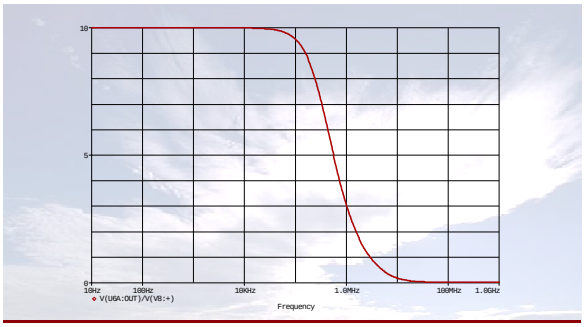
Odpowiedź impulsowa



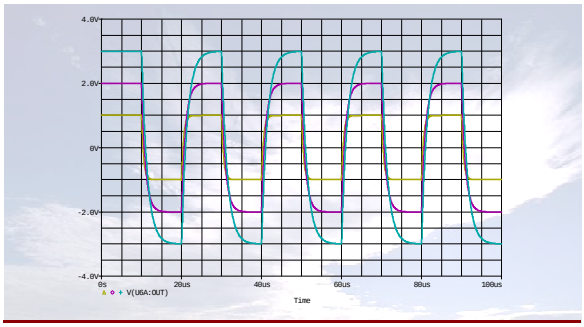
Odpowiedź impulsowa



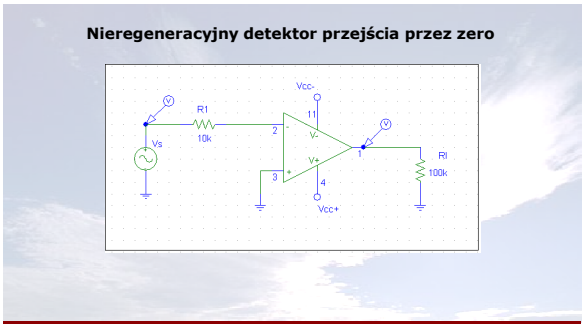
Odpowiedź impulsowa



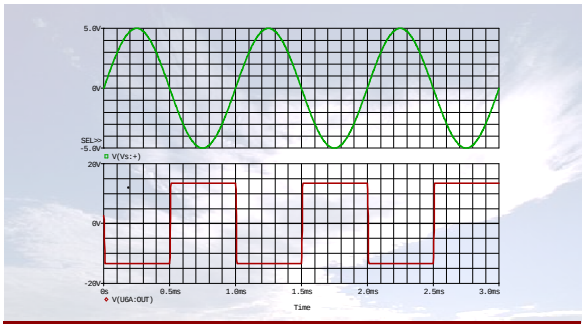
Odpowiedź impulsowa



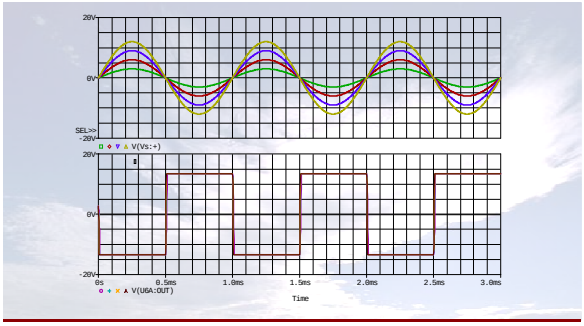
Wzmacniacz operacyjny z otwartą pętlą sprzężenia - komparator



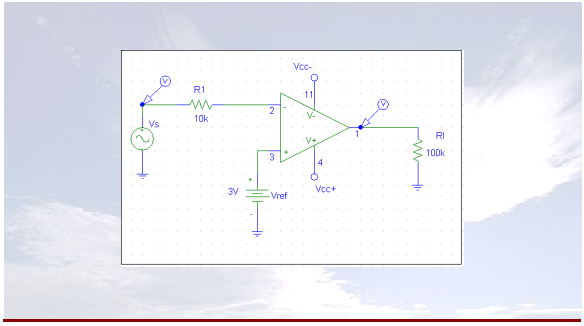
Nieregeneracyjny detektor przejścia przez zero



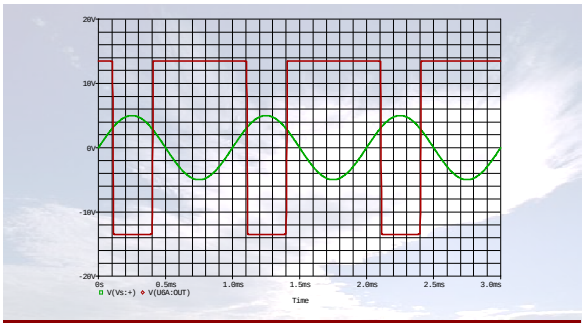
Nieregeneracyjny detektor przejścia przez zero



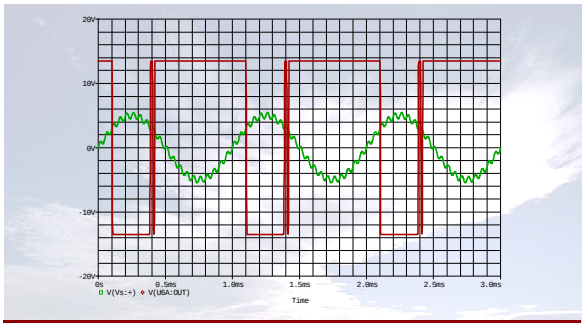
Nieregeneracyjny dyskryminator amplitudy



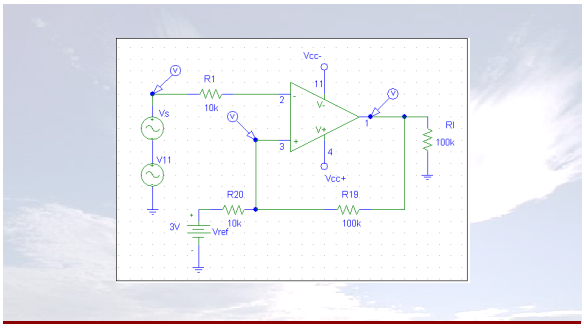
Nieregeneracyjny dyskryminator amplitudy



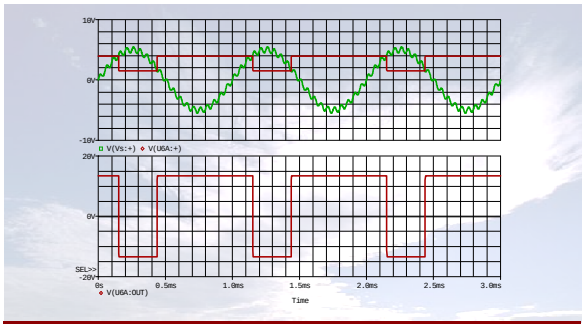
Nieregeneracyjny dyskryminator amplitudy



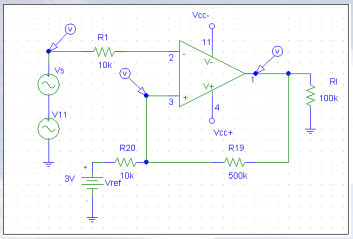
Regeneracyjny dyskryminator amplitudy



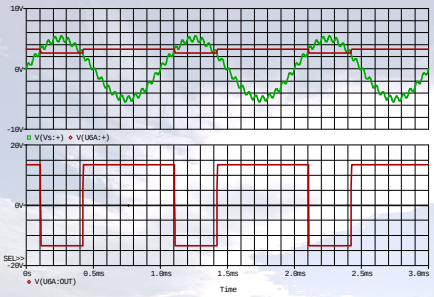
Regeneracyjny dyskryminator amplitudy



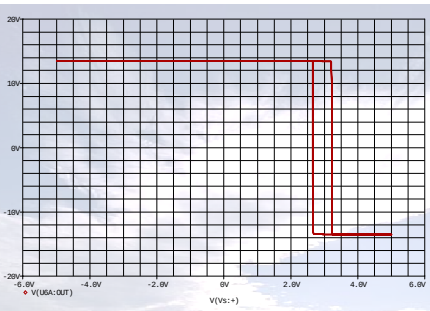
Regeneracyjny dyskryminator amplitudy



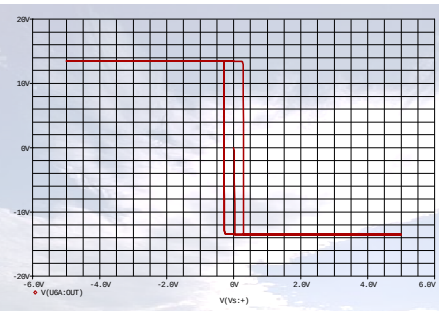
Regeneracyjny dyskryminator amplitudy



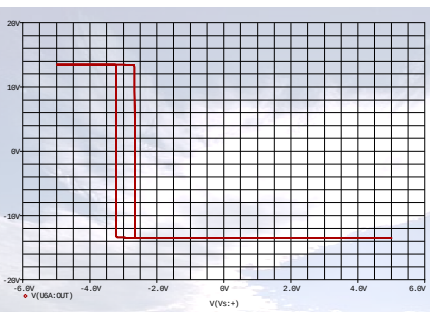
Regeneracyjny dyskryminator amplitudy



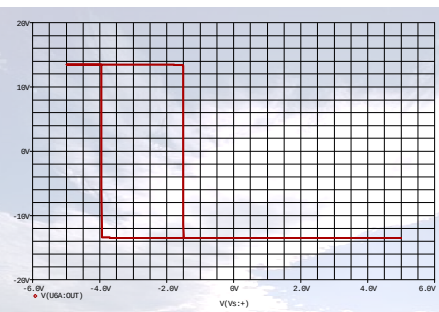
Regeneracyjny dyskryminator amplitudy



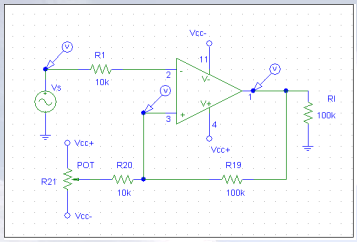
Regeneracyjny dyskryminator amplitudy



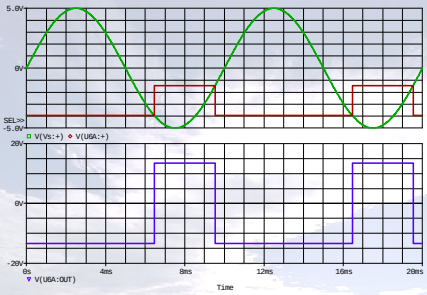
Regeneracyjny dyskryminator amplitudy



Regeneracyjny dyskryminator amplitudy



Regeneracyjny dyskryminator amplitudy



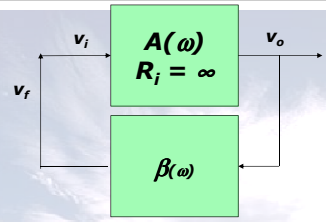
Generatory sygnałów sinusoidalnych

Generator sygnału sinusoidalnego składa się z trzech części:

1. **Przesuwnika fazowego** do ustawienia częstotliwości oscylacji (zazwyczaj obwód RC lub LC)
2. **Układu wzmacniacza** kompensującego straty energii w przesuwniku fazowym (może być to wzmacniacz operacyjny lub tranzystorowy)
3. **Ogranicznika** do sterowania amplitudą oscylacji (może być to dioda, termistor lub wzmacniacz o zmiennym wzmocnieniu)

Wspólną cechą wszystkich generatorów jest niestabilność, która może być wytłumaczona za pomocą teorii dodatniego sprzężenia zwrotnego

Generatory sygnałów sinusoidalnych



$$A = \frac{v_o}{v_i}$$

$$\beta = \frac{v_f}{v_o}$$

$$v_i = v_f$$

Brak odejmowania sygnału na wejściu wzmacniacza
Brak zewnętrznego sygnału wejściowego
***β(ω)* zawiera elementy reaktancyjne potrzebne do budowy przesuwnika fazowego**

Generatory sygnałów sinusoidalnych

Zakładamy, że $A(\omega)$ i $\beta(\omega)$ są zdefiniowane w ten sposób, że nie obciążają się wzajemnie.

Kryterium Barkhausena mówi, że w układzie wystąpią oscylacje o częstotliwości ω_0 jeżeli otwarta pętla sprzężenia

$$\frac{V_f}{V_i} = A(\omega_0)\beta(\omega_0) = M(\omega_0)\angle\phi(\omega_0) = 1$$

Kryterium Barkhausena wprowadza funkcje zmiennej zespolonej. Stąd otrzymujemy dwa warunki wystąpienia oscylacji: amplitudy i fazy

Generatory sygnałów sinusoidalnych

Warunek amplitudy i fazy używany jest jako test czy w danym obwodzie mogą wystąpić oscylacje. Warunek ten pochodzi z wymagań fizycznych aby wzmacniacz posiadał wystarczające wzmocnienie aby uzupełnić straty energii w obwodzie.

$$M(\omega_0) = 1$$

Jeżeli: $M(\omega_0)>1$ oscylator startuje samodzielnie zwiększając amplitudę drań tak długo aż nieliniowości układu spowodują ograniczenie $M(\omega_0)$. Niektóre generatory potrzebują zewnętrznego generatora do wystartowania.

Pod warunkiem, że oscylacje mogą wystąpić warunek fazy określa częstotliwość oscylacji. Ten warunek fizycznie oznacza, że sygnał dociera do wejścia układu w fazie z sobą samym

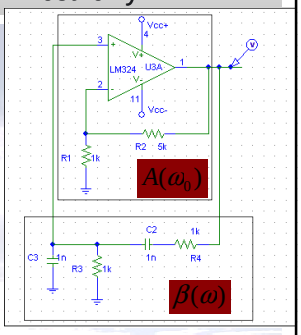
$$\phi(\omega_0) = 0$$

Generator z mostkiem Wiena generator mostkowy

$$\beta(\omega)=\frac{Z_1}{Z_1+Z_2}$$

$$A(\omega_0)\beta(\omega_0)=\frac{\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)\frac{R}{1+j\omega_0 CR}}{\frac{R}{1+j\omega_0 CR}+R+\frac{1}{j\omega_0 CR}}=1$$

$$A(\omega_0)\beta(\omega_0)=\frac{\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)j\omega_0 CR}{1+3j\omega_0 CR-\omega_0^2C^2R^2}=1$$



Generator z mostkiem Wiena generator mostkowy

$$A(\omega_0)\beta(\omega_0)=\frac{\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)j\omega_0 CR}{1+3j\omega_0 CR-\omega_0^2C^2R^2}=1$$

Aby wyrażenie było rzeczywiste, rzeczywista część mianownika musi być zerem, co daje warunek fazy

$$\omega_0^2=\frac{1}{C^2R^2} \qquad \omega_0=\frac{1}{CR}$$

Podstawiając to do równania wcześniejszego otrzymujemy:

$$1+\frac{R_2}{R_1}=3$$ **Stąd:** $R_2\geq 2R_1$

Generator z przesuwnikiem fazowym

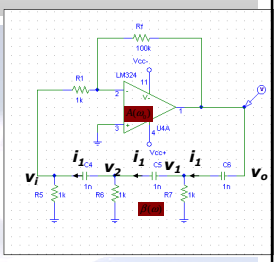
$$I_1=\frac{V_i}{R}$$

$$V_1=V_i+\frac{I_1}{j\omega RC}=V_i\left(1+\frac{1}{j\omega RC}\right)$$

$$I_2=\frac{V_1}{R}+I_1$$

$$I_2=_i\left(1+\frac{1}{j\omega RC}\right)\frac{V_i}{R}+\frac{V_i}{R}$$

$$I_2=_i\left(2+\frac{1}{j\omega RC}\right)\frac{V_i}{R}$$



Generator z przesuwnikiem fazowym

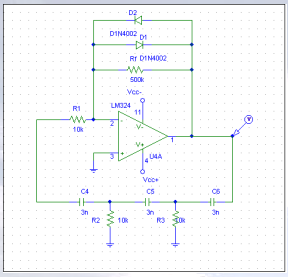
$$\beta(\omega)=\frac{V_i}{V_o}=\frac{1}{1+\frac{6}{j\omega RC}-\frac{5}{\omega^2R^2C^2}+j\frac{1}{\omega^3R^3C^3}}$$

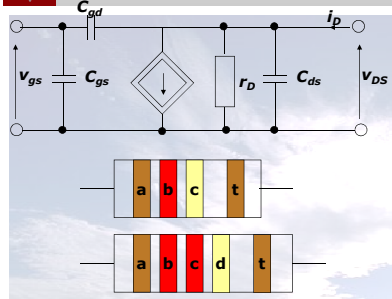
$$A(\omega_0)\beta(\omega_0)=\frac{V_i}{V_o}=\frac{-K}{1+\frac{6}{j\omega_0 RC}-\frac{5}{\omega_0{}^2R^2C^2}+j\frac{1}{\omega_0{}^3R^3C^3}}=1$$

Przyrównujemy urojoną część mianownika do zera

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{6}RC} \qquad 1=\frac{K}{1-30}$$

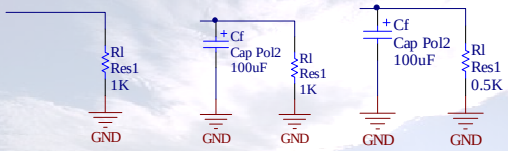
Ogranicznik napięcia





Zadanie symulacyjne prostowniki

Wykonać symulacje układów prostownikowych dwupołówkowych:
- Dwudiodowego (napięcie na zewnętrznych zaciskach transformatora 8V)
- Czterodiodowego mostkowego (Gretza) (napięcie na zewnętrznych zaciskach transformatora 8V)



Wykreślić: napięcie wejściowe, napięcie na jednej z diod, napięcie na obciążeniu, prąd na dowolnej diodzie prąd na obciążeniu.

565