

Adrian PECULEA

Bogdan IANCU

Vasile Teodor DĂDĂRLAT

Sorin BUZURA

CIRCUITE ANALOGICE ȘI NUMERICE

Aplicații practice



UTPRESS
Cluj-Napoca, 2020
ISBN 978-606-737-458-2



Editura U.T. PRESS
Str. Observatorului nr. 34
C.P. 42, O.P. 2, 400775 Cluj-Napoca
Tel.:0264-401.999
e-mail: utpress@biblio.utcluj.ro
<http://biblioteca.utcluj.ro/editura>

Director: Ing. Călin D. Câmpean

Recenzia: Conf.dr.ing. Florin Oniga
Ș.l.dr.ing. Ion-Augustin Giosan

Copyright © 2020 Editura U.T.PRESS
Reproducerea integrală sau parțială a textului sau ilustrațiilor din această
carte este posibilă numai cu acordul prealabil scris al editurii U.T.PRESS.
ISBN 978-606-737-458-2

Prefață

Concepută ca un instrument operațional, suport pentru activitățile de (auto)instruire, lucrarea **„Circuite analogice și numerice. Aplicații practice”** își propune abordarea unui spectru larg de problematici și demersuri teoretice, însoțite de exemple concrete și aplicații practice fundamentate pe dimensiunea teoretică.

Lucrarea se adresează în primul rând studenților care urmează programe de studii din cadrul Facultății de Automatică și Calculatoare, aflați la primul contact cu circuitele sistemelor de calcul. În același timp, însă, problematica abordată în lucrare, conținuturile teoretice și exercițiile practice pot fi invitații adresate tuturor celor interesați de studiul circuitelor analogice și numerice folosite cu precădere în realizarea sistemelor moderne (cadre didactice, cercetători, studenți de la alte specializări, absolvenți, ingineri de diferite specializări etc.). Îndrumătorul metodologic oferă sprijin atât studenților în studiul individual și în grup în cadrul laboratoarelor, orientându-i spre autoorganizarea eficientă a propriei activități, cât și profesorilor în optimizarea proceselor de proiectare-organizare-evaluare, în vederea asigurării calității instruirii universitare.

Principalul obiectiv al disciplinei „Circuite analogice și numerice” este de a oferi informații specifice și de a pregăti studenții în vederea realizării de proiecte folosind dispozitive electronice discrete și circuite integrate analogice și digitale. Lucrarea de față valorifică în manieră operațională conținuturile disciplinei „Circuite analogice și numerice”, axându-se, cu precădere, pe crearea situațiilor de învățare aplicativă, prin oferirea de diverse sarcini didactice, exerciții, analize, reflecții, întrebări și comentarii.

Temele sunt concepute în manieră activă și interactivă și includ elemente teoretice esențiale, demersuri de clarificări conceptuale și clasificări, completate de aplicații și sarcini. Structura cărții este graduală în complexitate, pornind de la prezentarea tipurilor de semnale de bază sau a dispozitivelor semiconductoare elementare și ajungând la descrierea circuitelor analogice și a circuitelor digitale. Sarcinile de laborator nu sunt atât scop în sine, cât prilejuri, mijloace de orientare către exersarea abilităților, capacităților pe care studenții le vor folosi ulterior, ca un indicator al profesionalizării lor în inginerie.

Nutrim speranța că lucrarea de față va ajuta în exersarea modului de gândire specific domeniului ingineriei, va dezvolta spiritul de cooperare dintre studenți și va eficientiza comunicarea didactică, contribuind la sporirea calității învățământului universitar.

Cluj-Napoca, 2020

Autorii

Cuprins

CIRCUITE LINIARE CU ELEMENTE RC	1
REDRESOARE	4
SURSE DE TENSIUNE CONTINUA	6
INVERSOR CU TRANZISTOR BIPOLAR	9
CIRCUITE LOGICE TTL	11
CIRCUITE INTEGRATE NMOS	17
CIRCUITE INTEGRATE CMOS	23
POARTA DE TRANSMISIE CMOS	27
REALIZAREA MAGISTRALELOR FOLOSIND CIRCUITE LOGICE CU COLECTOR DESCHIS	30
REALIZAREA MAGISTRALELOR FOLOSIND CIRCUITE CU TREI STĂRI	35
MASURATORI FOLOSIND MULTIMETRUL	39
FILTRE RC. Montaj practic	47
STUDIUL TRANZISTORULUI BIPOLAR. Montaj practic	51
FAMILIA DE MICROCONTROLERE 80C51	57
BIBLIOGRAFIE	65
ANEXA 1: PROGRAMUL AIM-Spice	66

CIRCUITE LINIARE CU ELEMENTE RC

1. SCOPUL LUCRĂRII

Această lucrare are ca scop studiul experimental al transmiterii semnalelor prin circuite liniare realizate cu elemente RC, respectiv studiul circuitelor RC trece-sus și RC trece-jos.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

2.1 Circuitul RC trece-sus

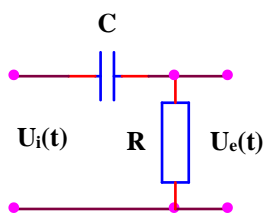


Fig.1.1

Circuitul RC trece-sus (reprezentat în Fig. 1.1), se comportă ca un divizor de tensiune, având un raport de divizare ce depinde de frecvență, componentele de frecvență înaltă ale unui semnal ne sinusoidal aplicat la intrare apărând la ieșire cu o atenuare mai mică decât componentele de frecvență joasă. În cazul extrem, la

frecvența zero, reactanța capacitivă devine infinită, componenta continuă a semnalului nefiind transmisă la ieșire, rezultând folosirea filtrului RC trece-sus pentru separarea circuitelor de curent continuu.

2.2 Circuitul RC trece-jos

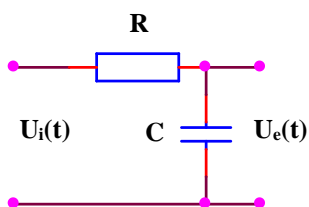


Fig.1.2

Circuitul RC trece-jos (reprezentat în Fig.1.2), se comportă ca un divizor de tensiune, având un raport de divizare ce depinde de frecvență, componentele de frecvență joasă ale unui semnal ne sinusoidal

aplicat la intrare apărând la ieșire cu o atenuare mai mică decât componentele de frecvență înaltă.

3. MERSUL LUCRĂRII

Studiul circuitelor RC se va face folosind programul de simulare AIM-Spice.

- 3.1. Se realizează un circuit RC trece-sus folosind $R = 1\text{K}\Omega$ și $C = 470\text{nF}$.
- 3.2. Folosindu-se un stimul de tip sin se va aplica un semnal sinusoidal având perioada 1ms. Se va vizualiza răspunsul circuitului la acest semnal de intrare folosind analiza TR. Se va modifica valoarea constantei de timp a circuitului considerându-se o constantă de timp mai mare respectiv mai mică prin modificarea valorii componentelor circuitului. Se va repeta analiza observându-se răspunsul circuitului pentru cele două cazuri. Se va suprapune peste semnalul de intrare o componentă continuă observându-se răspunsul circuitului.
- 3.3. Folosindu-se un stimul de tip pulse se va aplica un semnal rectangular având perioada 1ms și factorul de umplere 50%. Se va vizualiza răspunsul circuitului la acest semnal de intrare folosind analiza TR. Se va modifica valoarea constantei de timp a circuitului considerându-se o constantă de timp mai mare respectiv mai mică prin modificarea valorii componentelor circuitului. Se va repeta analiza observându-se răspunsul circuitului pentru cele două cazuri. Se va suprapune peste semnalul de intrare o componentă continuă observându-se răspunsul circuitului.
- 3.4. Se realizează un circuit RC trece-sus folosind $R = 1\text{K}\Omega$ și $C = 470\text{nF}$.
- 3.5. Folosindu-se un stimul de tip sin se va aplica un semnal sinusoidal având perioada 1ms. Se va vizualiza răspunsul circuitului la acest semnal de intrare folosind analiza TR. Se va modifica valoarea constantei de timp a circuitului considerându-se o constantă de timp mai

mare respectiv mai mică prin modificarea valorii componentelor circuitului. Se va repeta analiza observându-se răspunsul circuitului pentru cele două cazuri. Se va suprapune peste semnalul de intrare o componentă continuă observându-se răspunsul circuitului.

- 3.6. Folosindu-se un stimul de tip pulse se va aplica un semnal rectangular având perioada 1ms și factorul de umplere 50%. Se va vizualiza răspunsul circuitului la acest semnal de intrare folosind analiza TR. Se va modifica valoarea constantei de timp a circuitului considerându-se o constantă de timp mai mare respectiv mai mică prin modificarea valorii componentelor circuitului. Se va repeta analiza observându-se răspunsul circuitului pentru cele două cazuri. Se va suprapune peste semnalul de intrare o componentă continuă observându-se răspunsul circuitului.

4. CONȚINUTUL REFERATULUI

- 4.1. Prezentarea sumară a caracteristicilor circuitelor RC trece-sus și RC trece-jos.
- 4.2. Simularea circuitelor RC trece-sus și RC trece-jos utilizând simulatorul Automatic Integrated Circuit Modeling Spice (AIM-Spice).
- 4.3. Schemele circuitelor, tabelele cu valorile calculate și graficele caracteristicilor ridicate.
- 4.4. Observații asupra naturii diferențelor dintre valorile teoretice și rezultatele simulate.

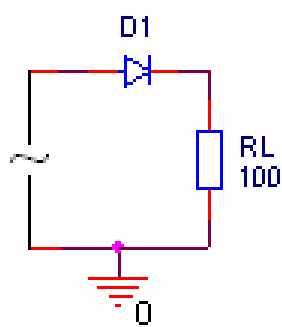
REDRESOARE

1. SCOPUL LUCRĂRII

Această lucrare are ca scop studiul experimental al redresoarelor mono și dublă alternanță.

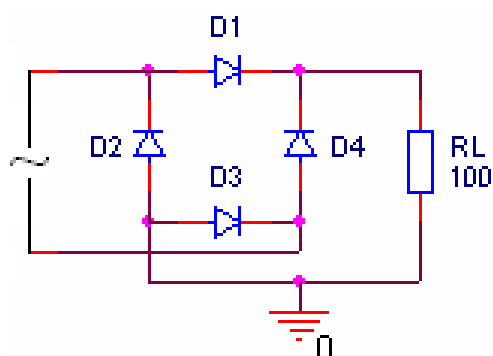
2. CONSIDERAȚII TEORETICE

2.1 Redresor mono-alternanță



Dioda D_1 este deschisă doar atunci când tensiunea din anod este pozitivă. În acest fel, este permisă trecerea alternanțelor pozitive și blocată trecerea alternanțelor negative.

2.2 Redresor dublă alternanță în punte



În alternanțele pozitive diodele D_1 și D_3 sunt deschise iar în alternanțele negative diodele D_2 și D_4 sunt deschise. În acest fel, la ieșire se va obține doar tensiune pozitivă.

3. MERSUL LUCRĂRII

Studiul redresoarelor se va face folosind programul de simulare AIM-Spice.

- 3.1. Se va descrie redresorul mono-alternanta.
- 3.2. Aplicând la intrare un semnal sinusoidal de amplitudine 10V și offset 0V se va vizualiza semnalul de la ieșirea circuitului.
- 3.3. Se va descrie redresorul dubla alternanta.
- 3.4. Aplicând la intrare un semnal sinusoidal de amplitudine 10V și offset 0V se va vizualiza semnalul de la ieșirea circuitului.
- 3.5. Schemele circuitelor, tabelele cu valorile calculate și graficele caracteristicilor ridicate.
- 3.6. Observații asupra naturii diferențelor dintre valorile teoretice și rezultatele simulate.

4. CONȚINUTUL REFERATULUI

- 4.1. Prezentarea sumară a caracteristicilor redresoarelor mono si dubla alternanță.
- 4.2. Schemele circuitelor, tabelele cu valorile calculate și graficele caracteristicilor ridicate.
- 4.3. Observații asupra naturii diferențelor dintre valorile teoretice și rezultatele simulate.

SURSE DE TENSIUNE CONTINUA

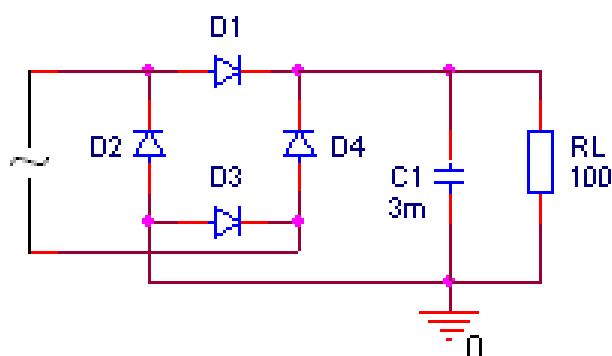
1. SCOPUL LUCRĂRII

Această lucrare are ca scop studiul experimental al surselor de tensiune continua.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

2.1 Redresor cu filtru

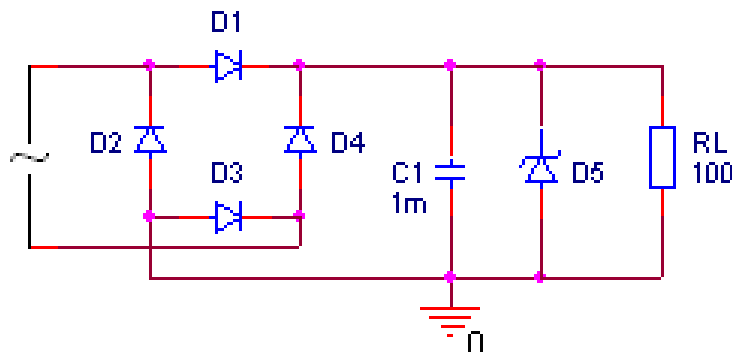
Condensatorul înmagazinează energie în intervalele de timp în care tensiunea



furnizată de redresor este mai mare decât tensiunea între armăturile sale și debitează energie în intervalele de timp în care tensiunea furnizată de redresor este mai mică

decât tensiunea între armăturile sale.

2.2 Stabilizator parametric cu diodă Zener

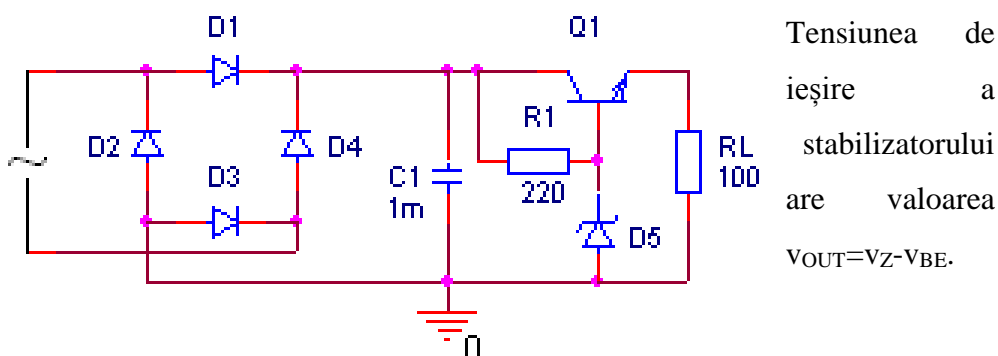


Funcționarea stabilizatorului este bazată pe caracteristica neliniară a diodei

Zener care permite variații mari de curent la variații mici ale tensiunii inverse pe diodă.

2.3 Stabilizator cu reacție fără amplificator de eroare

Creșterea tensiunii V_{OUT} determină scăderea tensiunii V_{BE} care determină creșterea tensiunii V_{CE} având ca și consecință scăderea tensiunii V_{OUT} . Similar, scăderea tensiunii V_{OUT} determină creșterea tensiunii V_{BE} care determină scăderea tensiunii V_{CE} având ca și consecință creșterea tensiunii V_{OUT} .



3. MERSUL LUCRĂRII

Studiul surselor de tensiune continua se va face folosind programul de simulare AIM-Spice.

- 3.1. Se vor descrie schemele prezentate in lucrare.
- 3.2. Aplicând la intrare un semnal sinusoidal de amplitudine 8V și offset 0V se va vizualiza semnalul de la ieșirea circuitelor. Analiza se va face pentru diferite valori ale condensatorului de filtrare și a rezistenței de sarcina.

4. CONȚINUTUL REFERATULUI

- 4.1. Prezentarea sumară a caracteristicilor surselor de tensiune continua.
- 4.2. Schemele circuitelor, tabelele cu valorile calculate și graficele caracteristicilor ridicate.
- 4.3. Observații asupra naturii diferențelor dintre valorile teoretice și rezultatele simulate.

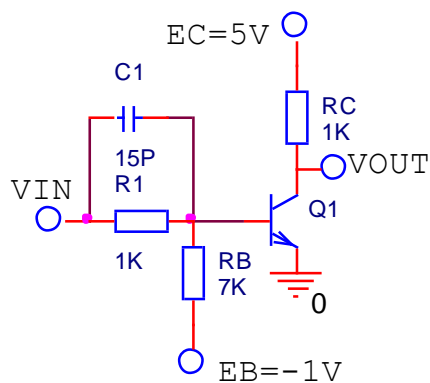
INVERSOR CU TRANZISTOR BIPOLAR

1. SCOPUL LUCRĂRII

Această lucrare are ca scop studiul inversorului cu tranzistor bipolar.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

2.1 Inversor cu tranzistor bipolar



Dacă V_{IN} are valoarea 0V, corespunzătoare nivelului logic 0, tranzistorul Q1 este blocat iar tensiunea V_{OUT} va avea valoarea 5V, corespunzătoare nivelului logic 1. Dacă V_{IN} are valoarea 5V, corespunzătoare nivelului logic 1, tranzistorul Q1 este deschis iar tensiunea V_{OUT} va avea

valoarea 0,2V, corespunzătoare nivelului logic 0.

3. MERSUL LUCRĂRII

Studiul inversorului se va face folosind programul de simulare AIM-Spice.

- 3.1. Se va descrie schema prezentată în lucrare.
- 3.2. Se va vizualiza caracteristica statică de transfer a inversorului.
- 3.3. Se va studia comportamentul dinamic al inversorului aplicând la intrare un semnal de tip puls având frecvența de 5MHz. Analiza se va face pentru următoarele valori ale condensatorului C1: 1pF, 15pF și 47pF.

4. CONȚINUTUL REFERATULUI

- 4.1. Prezentarea sumară a caracteristicilor inversorului.
- 4.2. Schema circuitului, tabelele cu valorile calculate și graficele caracteristicilor ridicate.
- 4.3. Observații asupra naturii diferențelor dintre valorile teoretice și rezultatele simulate.

CIRCUITE LOGICE TTL

1. SCOPUL LUCRĂRII

În această lucrare sunt prezentate caracteristicile constructiv funcționale ale familiei de circuite integrate TTL, principalii parametri statici și dinamici ai acestei familii.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

2.1 Funcționarea circuitului

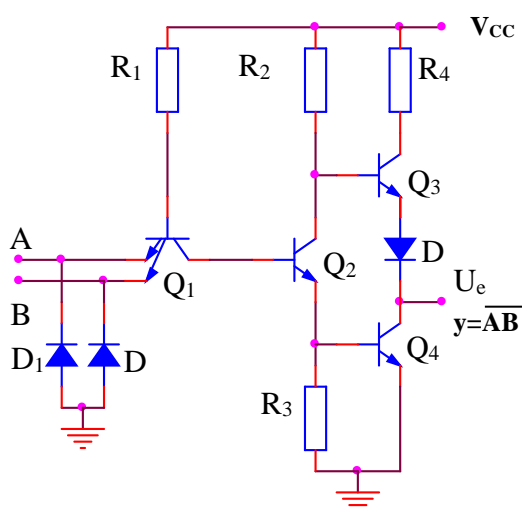


Fig.5.1

Pentru a arăta funcționarea electrică a porții TTL fundamentale din figura 5.1, să presupunem mai întâi că una dintre intrări este conectată la masă (nivel logic "0"). Tranzistorul Q_1 se saturează și datorită scăderii potențialului din colectorul său, tranzistorul Q_2 se blochează. Potențialul scăzut din emitorul lui Q_2 determină blocarea

tranzistorului Q_4 . Tranzistorul Q_3 va conduce, fiind comandat de potențialul ridicat din colectorul tranzistorului Q_2 . La ieșire se va obține o valoare ridicată de tensiune, corespunzător nivelului logic "1".

Dacă la ambele intrări se aplică o tensiune corespunzătoare nivelului logic "1", joncțiunile bază-emitor ale tranzistorului Q_1 sunt polarizate invers și tranzistorul

lucrează în regiunea activă inversă. În acest caz joncțiunea bază-colector a tranzistorului Q_1 și joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor Q_2 și Q_4 formează un lanț de diode polarizate direct prin rezistența R_1 de la plusul sursei de alimentare. În consecință tranzistoarele Q_2 și Q_4 se vor satura. În același timp, tranzistorul Q_3 se blochează deoarece baza lui se află la un potențial mai mic decât potențialul emitorului său datorită decalajului de tensiune introdus de dioda D_3 . Se obține astfel la ieșire o tensiune egală cu tensiunea de saturație colector-emitor a tranzistorului Q_4 , corespunzătoare nivelului logic "0".

Analizând funcționarea porții, din punct de vedere logic, se observă că ea realizează funcția ȘI-NU, adică: $C = \overline{AB}$

2.2 Parametrii circuitului

Nivelele logice: $V_{ILmax} = 0.8 \text{ V}$, $V_{IHmin} = 2 \text{ V}$, $V_{OLmax} = 0.4 \text{ V}$, $V_{OHmin} = 2.4 \text{ V}$ și $V_T = 1.3 \text{ V}$

Marginile de zgomot: $M_L = 0.4 \text{ V}$ și $M_H = 0.4 \text{ V}$

Curenții de intrare și de ieșire: $I_{IH} = 40 \text{ } \mu\text{A}$, $I_{IL} = -1,6 \text{ mA}$, $I_{OH} = -800 \text{ } \mu\text{A}$ și $I_{OL} = 16 \text{ mA}$

Factorul de încărcare: $FO_L = 10$, $FO_H = 20$ și $FO = 10$

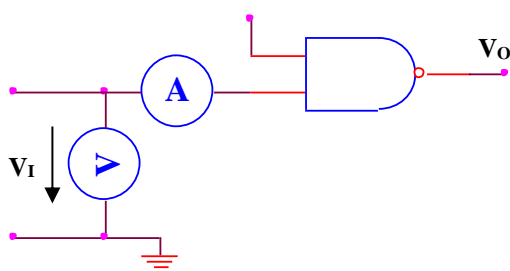


Fig.5.2

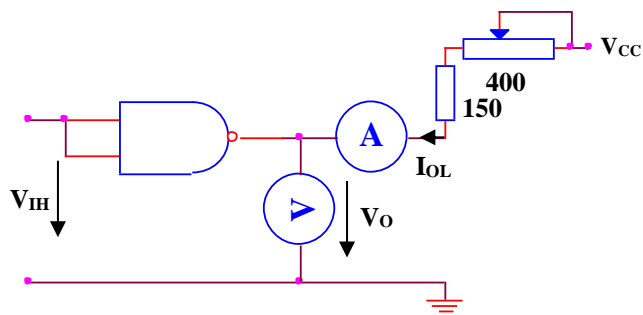


Fig.5.3

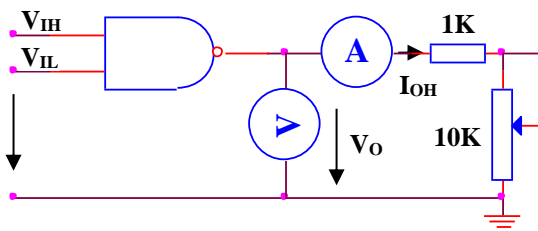


Fig.5.4

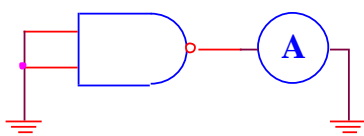


Fig.5.5

urmări cu ajutorul schemei din figura 5.5.

În cadrul familiei de circuite integrate TTL există mai multe serii de circuite, care se deosebesc în principal prin compromisul realizat între puterea disipată pe poartă și timpul de propagare, așa cum rezultă din tabelul de mai jos:

Caracteristica de intrare $I_I=f(V_I)$ se poate ridica cu ajutorul schemei din figura 5.2.

Caracteristica de ieșire $V_{OL}=f(I_{OL})$ se poate ridica cu ajutorul schemei din figura 5.3 iar caracteristica $V_{OH}=f(I_{OH})$ cu schema din figura 5.4.

Scurtcircuitarea ieșirii la masă poate determina prin tranzistorul Q_3 un curent cuprins între 18 și 55 mA, dacă Q_3 , D_3 și R_4 funcționează static corect. Acest curent nu este periculos dacă are o durată scurtă. Variația curentului de scurtcircuit cu tensiunea de alimentare se poate

	74	74LS	74S	74ALS	74AS
Puterea disipată/poartă tipic [mW] static	10	2	19	1.2	8.5
Timp de propagare tipic [ns]	10	9.5	3	4	1.5

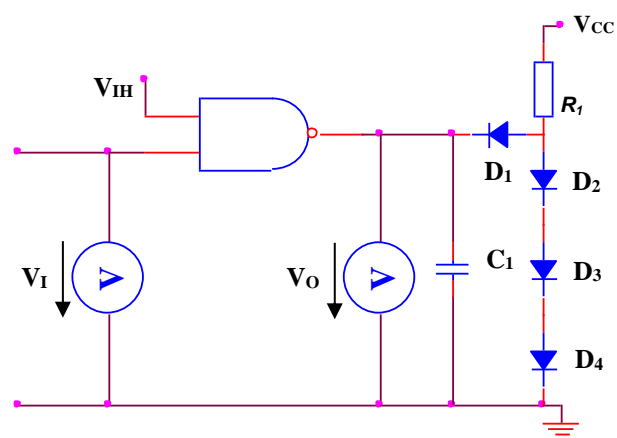


Fig.5.6

Caracteristica de transfer a porții ȘI-NU standard se poate ridica cu ajutorul schemei din figura 5.6. Circuitul format din R_1 , D_1 - D_4 , conectat la ieșirea porții simulează o impedanță echivalentă cu 10 sarcini TTL. Diodele sunt de tipul 1N4148 iar C_1 include

capacitățile de ieșire a sondelor și ale sistemului de conectare.

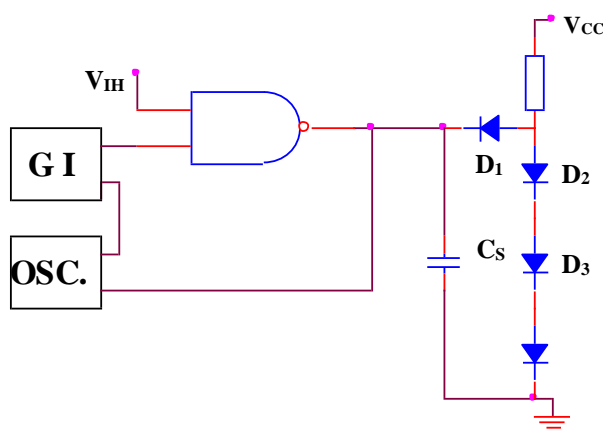


Fig.5.7

Caracteristicile dinamice ale circuitelor TTL se pot determina cu ajutorul circuitului din figura 5.7, care simulează încărcarea unei porți cu 10 sarcini TTL. Timpii de creștere t_r și de cădere t_f au valori tipice de 8ns și respectiv 5ns. Timpul

de propagare are următoarele valori tipice: $t_{pHL}=8ns$, $t_{pLH}=12ns$ și $t_p=10ns$.

3. MERSUL LUCRĂRII

- 3.1. Se ridică, cu ajutorul circuitului din figura 5.6, caracteristica de transfer a porții TTL. Se verifică nivelele de tensiune garantate la ieșire funcție de nivelele de tensiune admisibile la intrare.
- 3.2. Se trasează caracteristica de intrare cu ajutorul circuitului din figura 5.2.
- 3.3. Folosind circuitul din figura 5.5 se determină curentul de scurtcircuit al porții fundamentale TTL.
- 3.4. Folosind circuitul din figura 5.1 se vizualizează curentul absorbit de la sursa de alimentare dacă o intrare este menținută la 5V și cea de-a doua intrare este baleiată cu semnal între 0V și 5V iar apoi între 5V și 0V.
- 3.5. Folosind circuitul din figura 5.1 se vizualizează tensiunile din întregul circuit dacă o intrare este menținută la 5V și cea de-a doua intrare este baleiată cu semnal între 0V și 5V iar apoi între 5V și 0V. Pe baza acestor grafice se va explica funcționarea circuitului.
- 3.6. Cu ajutorul circuitului din figura 5.7 se va analiza comportarea dinamică a circuitului.

4. CONȚINUTUL REFERATULUI

- 4.1. Prezentarea sumară a caracteristicilor circuitelor TTL.
- 4.2. Schemele circuitelor, tabelele cu valorile calculate și graficele reprezentând caracteristicile ridicate.
- 4.3. Graficele obținute în analiza comportării dinamice a circuitelor TTL.
- 4.4. Observații asupra naturii diferențelor dintre valorile teoretice calculate și rezultatele simulate.

CIRCUITE INTEGRATE NMOS

1. SCOPUL LUCRĂRII

Sunt prezentate în această lucrare caracteristicile constructiv funcționale ale familiei de circuite integrate NMOS și principalii parametri statici și dinamici ai acestei familii.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

2.1 Inversorul NMOS static

Schema inversorului NMOS static este dată în figura 6.1a.

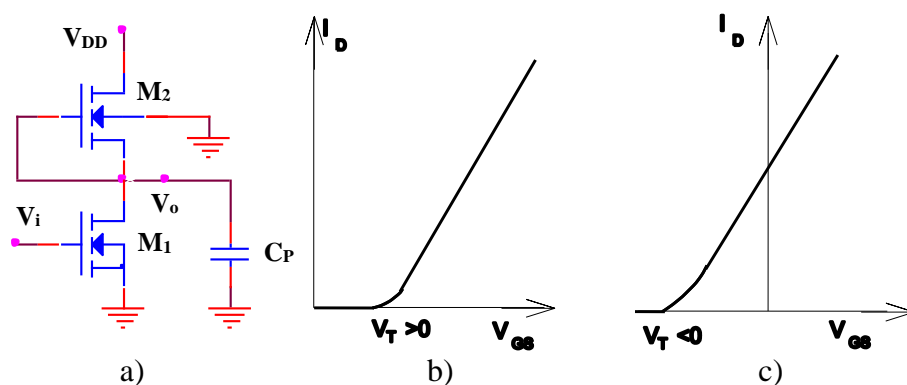


Fig.6.1

Tranzistorul M_1 este cu canal **n** cu îmbogățire și are caracteristica de intrare din figura 6.1b, iar tranzistorul M_2 este cu canal obținut în regim de sărăcire, având caracteristica de intrare din figura 6.1c. Aceasta implică ca tensiunile de prag V_T ale celor două tranzistoare să nu fie aceleași, pentru M_1 tensiunea de prag V_{T1} va fi pozitivă, iar pentru M_2 tensiunea de prag V_{T2} va fi negativă.

Circuitul prezintă un inversor realizat cu tranzistorul M_1 , în care M_2 funcționează ca sarcină activă, înlocuind o rezistență fixă. Sarcina externă a acestui inversor este în general constituită tot din intrări de tranzistoare NMOS, ce prezintă o rezistență de intrare foarte mare, deci sarcina are practic un caracter capacitiv.

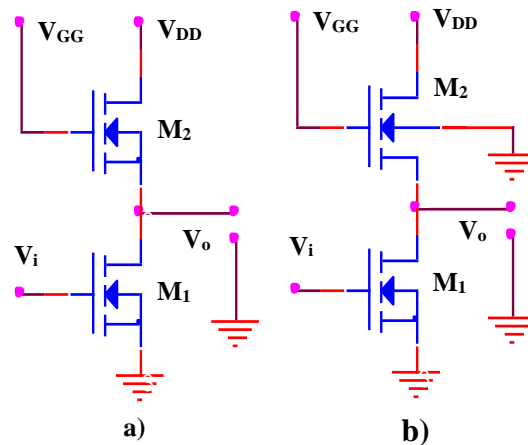


Fig.6.2

În figura 6.2 se consideră două cazuri de conectare a bornelor substratului tranzistorului de sarcină M_2 : primul caz corespunzând legării bornei substratului la borna sursei, iar al doilea legării bornei substratului la un potențial fix.

În cazul că tranzistorul M_1 conduce, pentru ca la ieșire să existe un potențial cât mai apropiat de zero, se impune ca rezistența de trecere a tranzistorului de sarcină M_2 să fie mult mai mare decât rezistența de trecere a tranzistorului M_1 . Pentru a satisface relația între rezistențele de trecere ale celor două tranzistoare, dimensiunile canalului indus trebuie să fie alese corespunzător pentru tranzistoarele M_1 și M_2 , respectând relația: $\frac{W_1/L_1}{W_2/L_2} \gg 1$.

Dacă tranzistorul inversor M_1 este blocat, pentru cazul din figura 4.2a, tensiunea de ieșire va fi:

$$V_o = V_{GG} - V_{T2}$$

Pentru $V_{GG} = V_{DD} = 15V$ și $V_T = 4V$, rezultă că $V_o = 11V$.

Pentru ca la ieșire să existe un potențial egal aproximativ cu V_{DD} , ar trebui mărită tensiunea aplicată pe grila tranzistorului M_2 , cu valoarea tensiunii de prag V_T . În exemplul luat $V_{GG} = V_{DD} + V_T = 19V$.

Dacă tranzistorul M_1 este blocat, pentru cazul din figura 6.2b, tensiunea la ieșire va depinde de V_{GG} și tensiunea de prag, după o relație ce conține și elemente (parametri) aferente structurii intrinseci a substratului de bază. Pentru tensiuni de prag mai mari, valoarea tensiunii de ieșire va scădea. Din acest motiv, pentru asigurarea nivelelor logice la ieșire, se caută reducerea tensiunii de prag, prin măsuri tehnologice de fabricare a tranzistoarelor MOS.

2.2 Poarta ȘI-NU statică

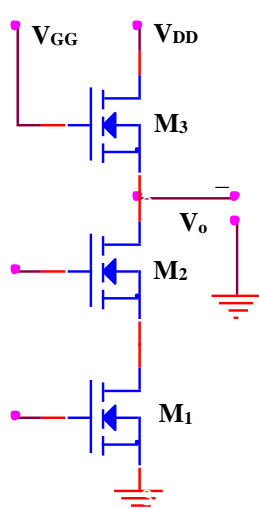


Fig.6.3

În figura 6.3 se reprezintă poarta ȘI-NU statică realizată cu tranzistoare NMOS. Ea posedă două tranzistoare NMOS, M_1 și M_2 pe ale căror grile se aplică semnalele de intrare; tranzistoarele sunt conectate în serie. Ca rezistență de sarcină se folosește tranzistorul M_3 . Pentru asigurarea la ieșire a nivelelor logice, îndeosebi a unui nivel inferior al tensiunii de ieșire, suficient de apropiat de masă, este necesar ca rezistența activă să fie de 20 ori mai mare decât rezistența de trecere a tranzistoarelor de intrare; din această cauză, nu se recomandă legarea în serie a mai multor tranzistoare.

Se consideră următoarele valori pentru nivelele logice: $V_L = 0V$ și $V_H = V_{DD}$.

Funcționarea porții este următoarea:

- dacă la ambele intrări se aplică o tensiune mai mare decât tensiunea de prag V_T , mai precis $V_{IH} = V_{DD}$, ambele tranzistoare M_1 și M_2 conduc, și la ieșire se obține nivelul inferior de tensiune ($V_L \approx 0V$)
- dacă la cel puțin o intrare se aplică o tensiune mai mică decât V_T (de obicei $V_{IL} = 0V$), tranzistorul de intrare respectiv se blochează și la ieșire se obține nivelul superior de tensiune.

La ieșirea porții se obține deci funcția logică ȘI-NU: $F = \neg(A \cdot B)$

2.3 Poarta SAU-NU statică

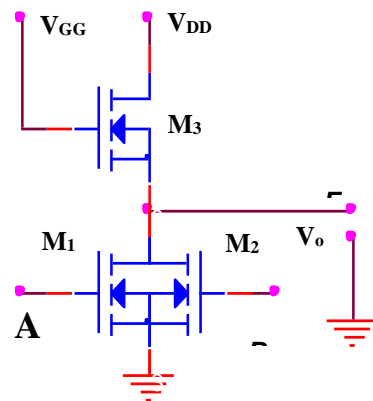


Fig.6.4

În figura 6.4 se reprezintă o poartă SAU-NU cu tranzistoare NMOS, formată prin legarea în paralel a tranzistoarelor cărora li se aplică semnalele logice la intrare. Rezistența de sarcină este realizată tot cu un tranzistor NMOS.

Funcționarea porții este următoarea:

- dacă la ambele intrări se aplică o tensiune mai mică decât tensiunea de prag V_T ($V_{IL} = 0V$), tranzistoarele M_1 și M_2 sunt blocate și la ieșire se obține nivelul superior de tensiune $V_o = V_{OH} = V_{DD}$.
- dacă la cel puțin o intrare se aplică o tensiune mai mare decât tensiunea de prag V_T deci $V_{IH} = V_{DD}$, tranzistorul respectiv conduce, și la ieșire se obține nivelul inferior de tensiune $V_{OL} \approx 0V$.

3. MERSUL LUCRĂRII

- 3.1. Se ridică, cu ajutorul circuitului din figura 6.1a, caracteristica de transfer a invertorului NMOS pentru diferite tensiuni de alimentare. Se verifică în continuare nivelele garantate la ieșire în funcție de valorile tensiunii permise la intrare. Se vor vizualiza stările în care se află cele două tranzistoare dacă intrarea este baleiată cu semnal între 0V și V_{DD} .
- 3.2. Se vor modifica tensiunile de prag ale celor două tranzistoare și se vor repeta pașii de la punctul 3.1.
- 3.3. Folosind circuitul din figura 7.2a se va ridica caracteristica de transfer a invertorului NMOS pentru diferite rezistențe de trecere ale celor două tranzistoare observându-se influența acestora asupra comportării circuitului.
- 3.4. Se va analiza influența sarcinii asupra nivelelor logice ale circuitului. Se va considera o rezistență de sarcină R_S care se va conecta la masă și se va măsura tensiunea V_{OH} , apoi R_S se va conecta la V_{DD} și se va măsura tensiune V_{OL} .
- 3.5. Se va analiza funcționarea inversorului în regim dinamic. Pentru aceasta se aplică la intrarea circuitului impulsuri cu amplitudinea egală cu V_{DD} și se urmărește răspunsul, măsurându-se timpii de comutare în gol și pentru $C_S=0,5nF$. Se va analiza modul cum sunt influențați puterea disipată și timpii de comutare de variația tensiunii de alimentare. Se va analiza și modul de variație a puterii consumate în funcție de frecvența de lucru.
- 3.5.2. Se vor repeta pașii de mai sus pentru celelalte porți prezentate în lucrare.

4. CONȚINUTUL REFERATULUI

- 4.1. Prezentarea sumară a caracteristicilor circuitelor NMOS.

- 4.2. Schemele circuitelor, tabelele cu valorile calculate și graficele reprezentând caracteristicile ridicate.
- 4.3. Graficele obținute în analiza comportării dinamice a circuitelor NMOS.
- 4.4. Observații asupra naturii diferențelor dintre valorile teoretice calculate și rezultatele simulate.

CIRCUITE INTEGRATE CMOS

1. SCOPUL LUCRĂRII

Această lucrare studiază caracteristicile statice și dinamice ale circuitelor integrate CMOS și aspectele specifice ale utilizării circuitelor CMOS.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

2.1. Inversorul CMOS

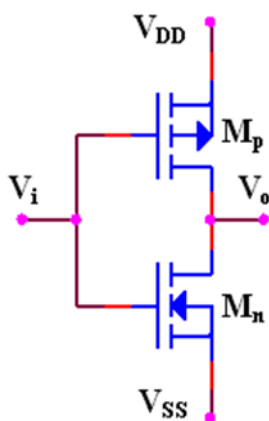


Fig.7.1

În figura 7.1 este prezentată o pereche de tranzistoare MOS cu canal n și cu canal p, care reprezintă un inversor, elementul fundamental pe baza căruia se pot realiza porțile logice și deci, toate celelalte funcții necesare în circuitele logice CMOS.

O tensiune pozitivă de valoare ridicată ($+V_{DD}$), adică 1 logic, aplicată pe terminalul comun al grilei deschide tranzistorul NMOS, M_n și blochează tranzistorul PMOS, M_p , ceea ce face ca ieșirea să fie

comutată la o valoare coborâtă a tensiunii (V_{SS}), adică 0 logic.

Similar, o tensiune de valoare coborâtă sau nulă (V_{SS}), adică 0 logic, aplicată pe grilă va deschide M_p și va bloca M_n , ieșirea comutându-se la o valoare ridicată a tensiunii ($+V_{DD}$), adică 1 logic.

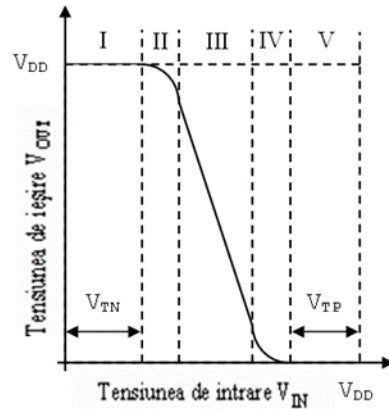


Fig.7.2

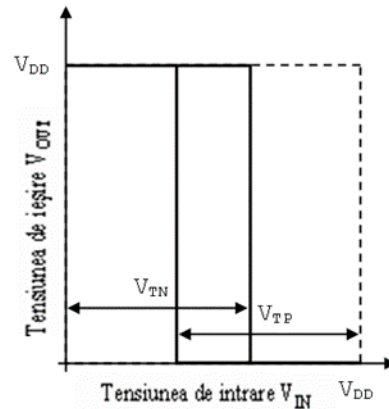


Fig.7.3

Caracteristica de transfer a circuitului este puternic dependentă de tensiunea de alimentare V_{DD} . Această caracteristică (figura 7.2) poate fi împărțită în cinci regiuni distincte în care funcționarea tranzistoarelor M_n și M_p este prezentată rezumativ în tabelul de mai jos. Cu V_{TN} s-a notat tensiunea de prag a tranzistorului MOS cu canal n (M_n) iar cu V_{TP} tensiunea de prag a tranzistorului MOS cu canal p (M_p).

TENSIUNEA DE INTRARE V_{IN}	REGIUNEA	M_p	M_n
$0 \leq V_{IN} \leq V_{TN}$	I	LINIAR	BLOCAT
$V_{OUT} - V_{TP} \geq V_{IN} \geq V_{TN}$	II	LINIAR	SATURAT
$V_{OUT} - V_{TP} \leq V_{IN} \leq V_{OUT} + V_{TN}$	III	SATURAT	SATURAT
$V_{OUT} + V_{TN} \leq V_{IN} \leq V_{DD} - V_{TP} $	IV	SATURAT	LINIAR
$V_{DD} - V_{TP} \leq V_{IN} \leq V_{DD}$	V	BLOCAT	LINIAR

Dacă valoarea tensiunii de alimentare V_{DD} este mai mică decât $V_{DDmin} = V_{TN} + |V_{TP}|$, inversorul va prezenta o caracteristică de transfer cu histerezis (figura 7.3) și circuitul nu va mai putea fi utilizat ca poartă logică. Cum valoarea tipică a tensiunii de prag pentru structurile CMOS standard este:

$$V_{TN} = |V_{TP}| = 1.5V$$

rezultă $V_{DDmin}=3V$, valoarea minimă a tensiunii de alimentare pentru circuitele CMOS.

Nivelele logice de intrare și de ieșire:

$$- V_{OHmin}=V_{DD}-0.5V \text{ (valoarea tipică: } V_{DD} - 0.01V)$$

$$- V_{OLmax}=0.05V \text{ (tipic: } 0.01V)$$

$$- V_{IHmin}=70\% V_{DD}$$

$$- V_{ILmax}=30\% V_{DD}$$

Marginile de imunitate la perturbații (zgomot):

$$M_{ZL} = V_{ILmax} - V_{OLmax}=30\% V_{DD}$$

$$M_{ZH} = V_{IHmin} - V_{OHmin}=30\% V_{DD}$$

Practic, imunitatea la zgomot este 45..50% din valoarea tensiunii de alimentare.

3. MERSUL LUCRĂRII

3.1. Se va studia comportarea porților logice CMOS pornindu-se de la schema inversorului CMOS prezentată în figura 8.1. Se va ridica caracteristica de transfer, se va determina puterea consumată, și se vor vizualiza stările în care se află cele două tranzistoare dacă intrarea este baleiată între 0V și V_{DD} . Se determină nivelele logice în cele două stări și tensiunile de prag pentru diferite tensiuni de alimentare. Se va micșora tensiunea de alimentare sub 3V și se va ridica caracteristica statică. Se va analiza influența sarcinii asupra nivelelor logice ale circuitului. Pentru aceasta rezistența de sarcină, R_S , se va conecta la masă și se va măsura tensiunea V_{OH} , apoi R_S se va conecta la V_{DD} și se va măsura V_{OL} .

Cu această ocazie se va măsura și rezistența în conducție a tranzistoarelor M_n și M_p . Se vor verifica marginile de imunitate la perturbații ale circuitului inversor și se vor compara valorile măsurate cu valorile garantate, tipice și practice pentru diferite tensiuni de alimentare.

- 3.2. Se va analiza funcționarea inversorului în regim dinamic. Pentru aceasta se aplică la intrarea circuitului impulsuri cu amplitudinea egală cu V_{DD} și se urmărește răspunsul, măsurându-se timpii de comutare în gol și pentru $C_S=0,5nF$. Se va analiza modul cum sunt influențați puterea disipată și timpii de comutare de variația tensiunii de alimentare. Se va analiza și modul de variație a puterii consumate în funcție de frecvența de lucru.

4. CONȚINUTUL REFERATULUI

- 4.1. Prezentarea rezumativă a caracteristicilor porții inversoare CMOS.
- 4.2. Schemele circuitelor, tabelele cu valorile calculate și graficele reprezentând caracteristicile ridicate.
- 4.3. Graficele obținute în analiza comportării dinamice a circuitelor CMOS.
- 4.4. Observații asupra naturii diferențelor dintre valorile teoretice calculate și rezultatele simulate.

POARTA DE TRANSMISIE CMOS

1. SCOPUL LUCRĂRII

Această lucrare studiază caracteristicile statice și dinamice ale circuitelor integrate CMOS și aspectele specifice ale utilizării circuitelor CMOS.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

2.1 Poarta de transmisie

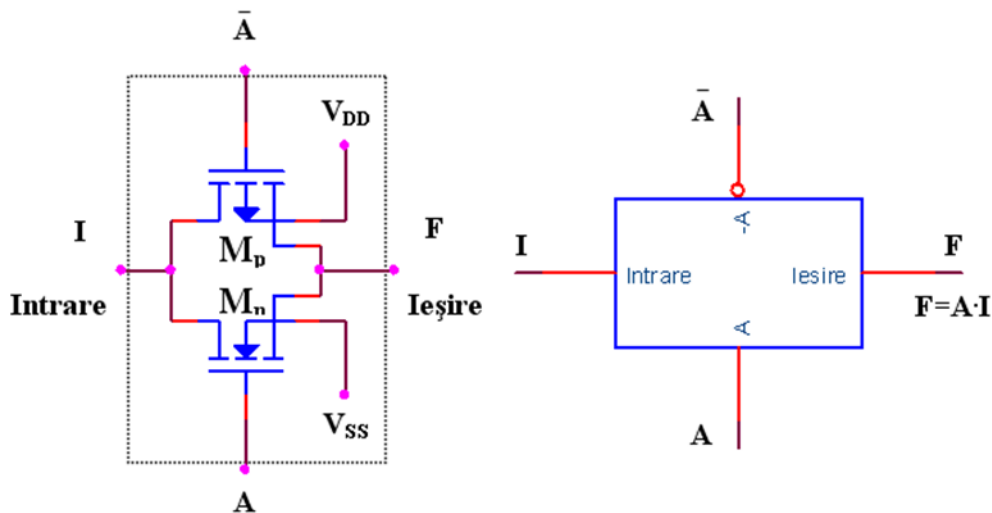


Fig.8.1

Un alt element fundamental în construcția circuitelor integrate CMOS este poarta de transmisie. Aceasta constă dintr-o pereche complementară de tranzistoare conectate în paralel (figura 8.1). Circuitul se comportă ca un comutator, variabila logică A fiind intrarea de control.

Când intrarea de control A este în 1 logic și \bar{A} în 0 logic poarta de transmisie este deschisă, între intrare și ieșire apare o rezistență serie mică, ceea ce permite trecerea curentului în ambele direcții. Valoarea tensiunii pe intrare trebuie să fie

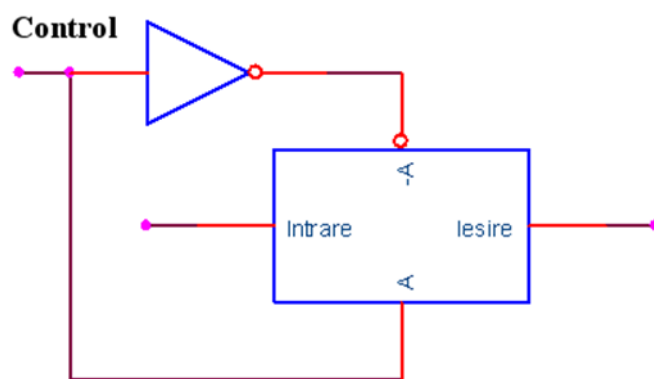


Fig.8.2

pozitivă în raport cu V_{ss} și negativă în raport cu V_{DD} . Când intrarea A este în 0 logic și \bar{A} este în 1 logic, poarta de transmisie este blocată, între intrare și ieșire apărând o rezistență de valoare foarte mare.

Poarta de transmisie împreună cu un inversor formează un comutator bilateral (figura 8.2).

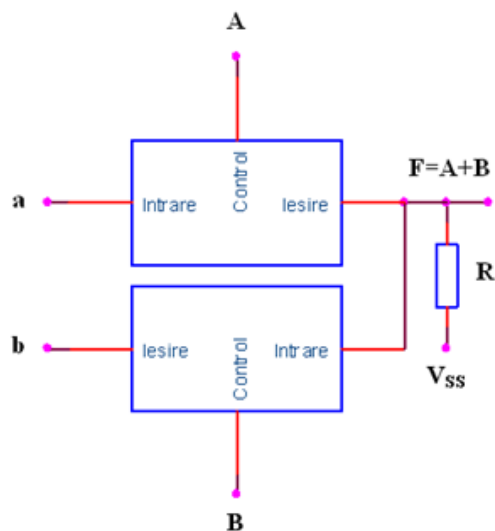


Fig.8.3

Cu porțile de transfer se pot realiza circuite logice. Astfel dacă $a=1$ și $b=1$ circuitul din figura 8.3 se comportă ca o poartă SAU. Prezenta rezistenței implică un consum de putere în regim static dacă măcar una din porți este deschisă.

Poarta SAU se poate realiza și fără rezistență, dacă sunt disponibile la terminale și semnalele de comandă

suplimentare (figura 8.4).

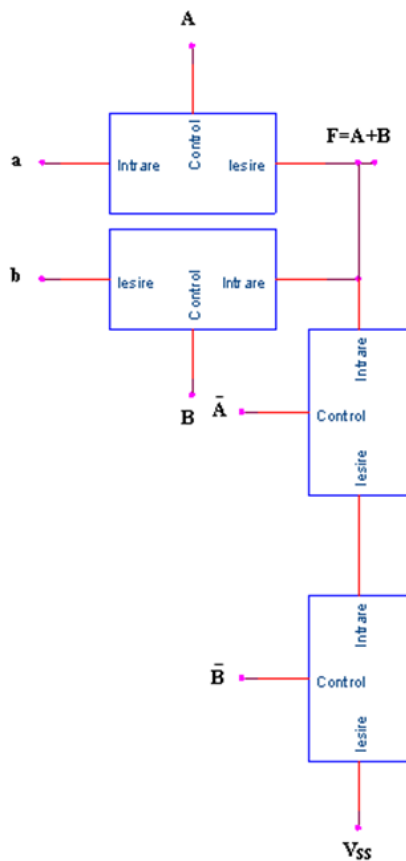


Fig.8.4

3. MERSUL LUCRĂRII

3.1. Se va studia comportarea porților de transmisie ca și comutatoare bilaterale pentru transmisia semnalelor digitale.

3.2. Se vor realiza circuitele logice SAU cu porți de transmisie și se va verifica tabelul de adevăr al circuitelor in regim static și in regim dinamic.

4. CONȚINUTUL REFERATULUI

4.1. Schemele și funcționarea circuitelor.

4.2. Graficele obținute în analiza comportării statice și dinamice a circuitelor.

REALIZAREA MAGISTRALELOR FOLOSIND CIRCUITE LOGICE CU COLECTOR DESCHIS

1. SCOPUL LUCRĂRII

Se vor studia circuitele logice cu colector deschis și se vor analiza posibilitățile de realizare a magistrelor utilizând funcția cablată.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

Pentru a cupla în paralel mai multe porți se utilizează circuite de tip colector în gol sau circuite cu trei stări.

În schema electrică a porții TTL cu colector în gol se păstrează în întregime etajul de intrare și separatorul de nivel utilizate în construcția porții fundamentale. S-a modificat însă etajul de ieșire din care s-a păstrat numai tranzistorul Q_4 (figura 9.1). În acest caz, colectoarele tranzistoarelor Q_4 aparținând diferitelor circuite pot fi legate împreună, punctul comun fiind

conectat printr-o rezistență la sursă.

Rezistența comună nu este inclusă în structura integrată, ea fiind calculată de proiectantul schemei în funcție de numărul porților conectate împreună (n) și de numărul porților TTL care

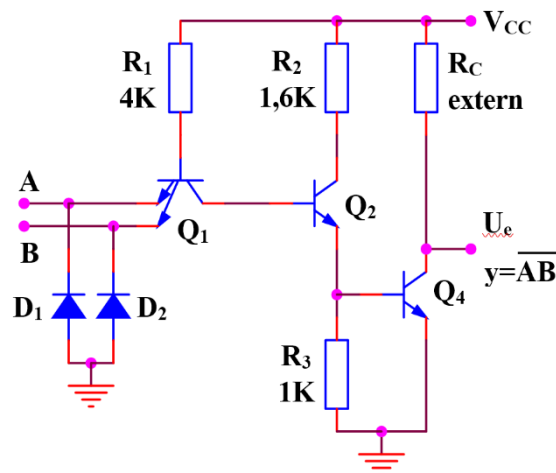


Fig.9.1

trebuie comandate de către această ieșire comună (N).

Calculul rezistenței R_c se face în funcție de nivelul logic de la ieșirea comună, de curentul debitat de porțile conectate în paralel și de curenții absorbiți de porțile comandate.

În cazul nivelului 1 logic la ieșire va rezulta:

$$R_{c \max} = \frac{V_{cc \min} - V_{OH \min}}{n \bullet I_{OH \max} + N \bullet I_{IH \max}},$$

iar pentru nivelul 0 logic la ieșire:

$$R_{c \min} = \frac{V_{cc \max} - V_{OL \max}}{I_{OL \max} + (n-1)I_{OH \max} - N \bullet I_{IL \max}},$$

Valorile rezistențelor de sarcină se calculează în următoarele condiții:

$V_{cc}=5V \pm 5\%$, $I_{OH}=250\mu A$, $I_{OL}=16mA$, $I_{IL}=1.6mA$, $I_{IH}=40\mu A$, $V_{OHmin}=2.4V$, $V_{OLmax}=0.4V$.

Având de exemplu de realizat funcția implementată în figura 9.2 este necesară o logică pe trei nivele ceea ce duce la o întârziere mare. Aceeași funcție se poate implementa cu circuite cu colectorul în gol. Funcția realizată poartă numele de ȘI-cablat.

$$f(A, \dots, F) = \overline{AB} \bullet \overline{CD} \bullet \overline{EF} = \overline{AB + CD + EF}.$$

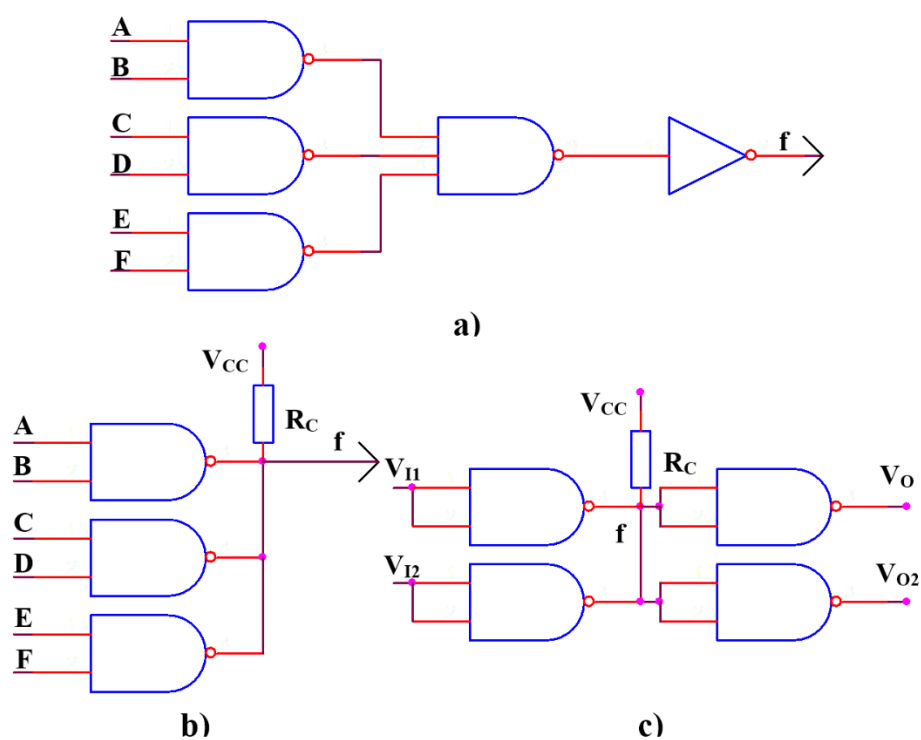


Fig.9.2

Circuitul realizează funcția ȘI între ieșirile porților ȘI-NU. Întregul

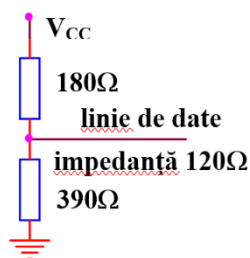
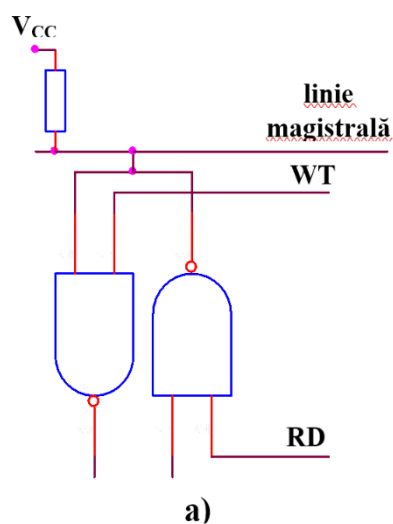


Fig.9.3

circuit realizează funcția ȘI-SAUAU-NU pentru grupul de variabile de la intrarea porților ȘI-NU.

În construcția magistralelor se utilizează pe scară largă atât circuitele cu

colector în gol cât și cele cu trei stări. Unui circuit legat la o magistrală i se atribuie, de regulă, în sistem o funcționare atât de emițător, cât și de receptor. În acest caz, intrările de comandă trebuie să permită atât citirea unui cuvânt de pe magistrală, cât și scrierea unui cuvânt pe magistrală. Printr-un semnal de comandă RD cuvântul este introdus pe magistrala, iar printr-un semnal de comandă WR cuvântul este citit de pe magistrală (figura 9.3a). Dacă la magistrală sunt cuplate numai circuite TTL, în locul rezistențelor de ridicare, se pot utiliza terminatori de magistrală (grup de rezistențe montate la extremitățile traseelor magistralei pentru adaptarea împotriva reflecțiilor) figura 9.3b.

3. MERSUL LUCRĂRII

- 3.1. Se studiază modul de funcționare a porții cu colector în gol din figura 9.1 folosindu-se circuitul din figura 9.2c. Pentru 1 logic la ieșire se mărește R_c până V_{OH} scade sub 2.4V. Se notează valoarea R_{cmax} și se compară cu cea calculată. Pentru 0 logic la ieșire se micșorează R_c până când V_{OL} crește peste 0.4V, se notează valoarea R_{cmin} și se compară cu cea calculată. Se repetă operațiile de mai sus pentru diferite încărcări.
- 3.2. Se verifică tabelul de adevăr al funcției logice realizate de circuitul din figura 9.2.b. Se studiază comportarea în regim dinamic a schemei aplicând la una din intrări un semnal rectangular. Se va studia comportarea circuitului dacă la ieșire se conectează și un condensator de 2000pF.
- 3.3. Se realizează circuitul din figura 9.3a și se analizează comportarea în regim static și dinamic.

4. CONȚINUTUL REFERATULUI

- 4.1. Prezentarea sumară a circuitelor cu colector în gol.
- 4.2. Schemele circuitelor, tabelele cu valorile calculate și graficele reprezentând caracteristicile ridicate.
- 4.3. Graficele obținute în analiza comportării dinamice a circuitelor.
- 4.4. Observații asupra naturii diferențelor dintre valorile teoretice calculate și rezultatele simulate.

REALIZAREA MAGISTRALELOR FOLOSIND CIRCUITE CU TREI STĂRI

1. SCOPUL LUCRĂRII

Se vor studia circuitele logice cu trei stări și se vor analiza de asemenea posibilitățile de realizare a magistrelor utilizând acest tip de circuit.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

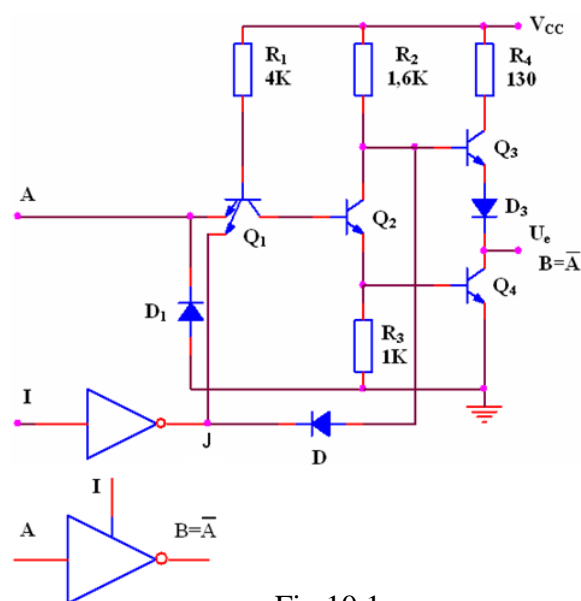


Fig.10.1

Impedimentele introduse de rezistența externă necesară circuitelor cu colector deschis sunt înlăturate în cazul circuitelor cu trei stări (TSL - Three State Logic). În circuitul de ieșire în contratimp al unei porți TTL în permanență unul din tranzistoarele Q_3 sau Q_4 conduce. Dacă s-ar putea realiza blocarea ambelor tranzistoare, atunci circuitul de ieșire ar fi izolat și, văzută dinspre ieșire, poarta TTL s-ar putea prezenta ca o impedanță mare. Circuitul ar dispune atunci de trei stări (funcționând totuși binar): starea 0 logic, starea 1 logic și starea de impedanță mare, care lasă ieșirea flotantă atunci când cele două tranzistoare sunt blocate.

Schema unui inversor TTL cu trei stări se prezintă în figura 10.1.

Intrarea de inhibare I permite funcționarea ca un inversor obișnuit dacă $I=0$. Dacă $I=1$, $J=0$, D se deschide, Q_1 se saturează, Q_2 și Q_4 se blochează, Q_3 se va bloca și el deoarece prin dioda D deschisă potențialul bazei sale coboară la 0.7V deci circuitul va prezenta la ieșire o impedanță mare (HZ - înaltă impedanță).

În regim dinamic, pe lângă timpii de propagare cunoscuți t_{PLH} și t_{PHL} mai apar următorii parametri:

- timpii de stabilire a impedanței ridicate plecând din starea 0 logic t_{LZ} , respectiv din starea 1 logic, t_{HZ} ;
- timpii de ieșire din starea de înaltă impedanță și trecerea în starea 0 logic, t_{ZL} , respectiv în starea 1 logic, t_{ZH} .

Având în vedere aceste întârzieri se ajunge la valori în jur de 25 ns pentru timpul total de propagare prin astfel de porți. Această valoare este superioară celei caracteristice porților TTL obișnuite dar este mult inferioară celei obținute

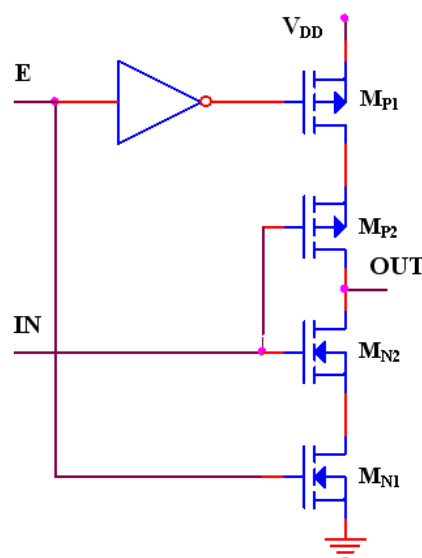


Fig.10.2

în cazul circuitelor cu colector în gol.

Și în cazul circuitelor CMOS se pot realiza etaje de ieșire care să poată fi aduse într-o stare de înaltă impedanță. Un astfel de etaj conține două tranzistoare cu canal n și două tranzistoare cu canal p (figura 10.2). O pereche de tranzistoare p-n operează cu funcție de inversor standard, iar cea de-a doua pereche funcționează ca un comutator închis-deschis comandat de intrarea de validare E (enable).

Dacă intrarea E este în starea 1 logic, tranzistoarele M_{N1} și M_{P1} sunt deschise iar ieșirea poate prezenta nivelele 1 și 0 logic. Când intrarea E este în starea 0 logic, indiferent de nivelele logice prezentate la intrare impedanța de ieșire este ridicată (mai mare de $10^{10}\Omega$ la 25°C).

În construcția magistrelor se utilizează pe scară largă atât circuitele cu colector în gol cât și cele cu trei stări. Unui circuit legat la o magistrală i se atribuie, de regulă, în sistem o funcționare atât de emițător, cât și de receptor. În acest caz, intrările de comandă trebuie să permită atât citirea unui cuvânt de pe magistrală, cât și scrierea unui cuvânt pe magistrală. Printr-un semnal de comandă RD cuvântul este introdus pe magistrala, iar printr-un semnal de comandă WR cuvântul este citit de pe magistrală (figura 10.3a). Dacă la magistrală sunt

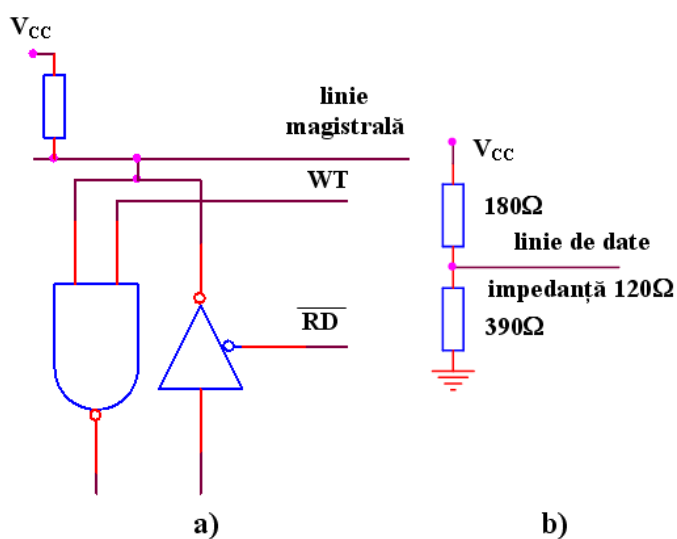


Fig.10.3

cuplate numai circuite TTL, în locul rezistențelor de ridicare, se pot utiliza terminatori de magistrală (grup de rezistențe montate la extremitățile traseelor magistralei pentru adaptarea împotriva reflecțiilor) figura 10.3b.

3. MERSUL LUCRĂRII

- 3.1. Se studiază parametri statici și comportarea dinamică a circuitelor TTL cu trei stări. Pentru studiul parametrilor statici se menține intrarea I a porții la 0V și intrarea A se baleiază cu semnal între 0V și 5V. Pentru studiul parametrilor dinamici se folosește o sarcină capacitivă de 15pF.
- 3.2. Se studiază parametri statici și comportarea dinamică a circuitelor CMOS cu trei stări. Pentru studiul parametrilor statici se menține intrarea E a porții la 5V și intrarea IN se baleiază cu semnal între 0V și 5V. Pentru studiul parametrilor dinamici se folosește o sarcină capacitivă de 15pF.
- 3.3. Se realizează circuitele din figura 10.3 și se analizează comportarea în regim static și dinamic. Se vor considera atât circuite TTL cât și circuite CMOS.

4. CONȚINUTUL REFERATULUI

- 4.1. Prezentarea sumară a circuitelor cu trei stări.
- 4.2. Schemele circuitelor, tabelele cu valorile calculate și graficele reprezentând caracteristicile ridicate.
- 4.3. Graficele obținute în analiza comportării dinamice a circuitelor. Observații asupra naturii diferențelor dintre valorile teoretice calculate și rezultatele simulate.

MASURATORI FOLOSIND MULTIMETRUL

1. SCOPUL LUCRĂRII

Această lucrare studiază caracteristicile și aspectele specifice multimetrului digital și prezintă modul de determinare a celor mai importante mărimi electrice.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

Multimetrul este unul dintre cele mai des utilizate aparate în electronica, având funcții de determinare și măsurare a mai multor mărimi electrice. Odată cu dezvoltarea circuitelor integrate a apărut și multimetrul digital a cărui principală deosebire față de cel analogic este modul de afișare a rezultatului – pe afișaj cu cristale lichide (LCD).

Mărimi măsurabile cu multimetrul:

- rezistența electrică – unitate de măsură Ohm (Ω);
- tensiune electrică – volt (V)
 - tensiune alternativă (\sim);
 - tensiune continuă (=);
- intensitatea curentului electric – amper (A);
 - curent continuu (=);
 - curent alternativ (\sim)

Pe lângă aceste mărimi electrice, multimetrele mai oferă posibilitatea verificării funcționale ale unor componente, cum ar fi (pot apărea diferențe între diferite tipuri de multimetre):

- rezistențe (prin măsurare directă pe scala ohmică);

- diode semiconductoare;
- capacități electrice;
- tranzistoare bipolare.

Pentru descrierea modului de lucru utilizând multimetrul (figura 11.1) vom considera următoarele convenții de notare:

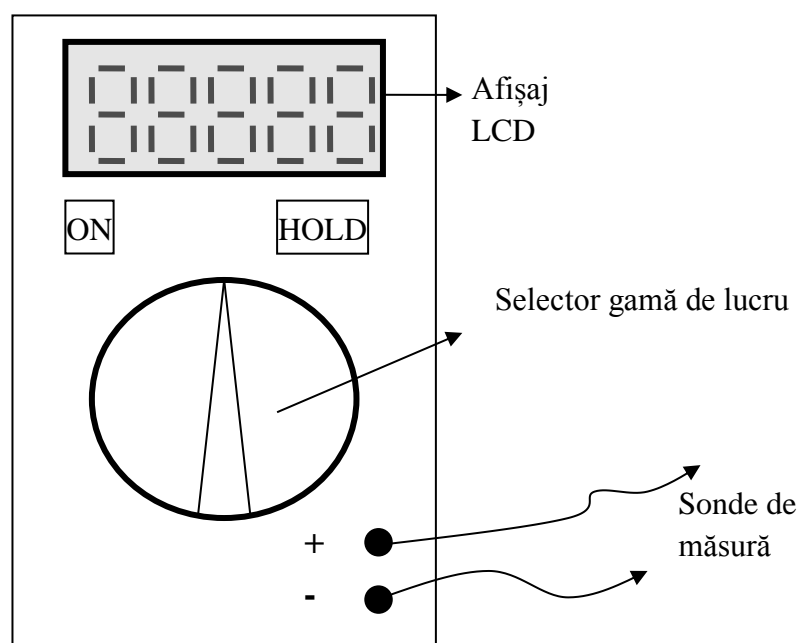


Fig. 11.1. Prezentare schematică a unui multimetru

- buton ON – permite pornirea/oprirea aparatului;
- buton HOLD – permite menținerea valorii afișate pe ecran, pana la relaxarea butonului (măsurătoarea nu se poate efectua decât cu butonul neapăsat);

- selector gama de lucru – permite selectarea modului de lucru al aparatului (măsurare mărimi și determinare componente) precum și gama de măsură pentru mărimile electrice.

Scheme electrice de măsurare folosind multimetrul:

- **Măsurarea tensiunilor:**

Pentru măsurarea tensiunilor (figura 11.2) multimetrul se poate conecta oriunde în circuit, valoarea afișată reprezentând tensiunea măsurată între cele două puncte de test.

Exemplu de conectare:

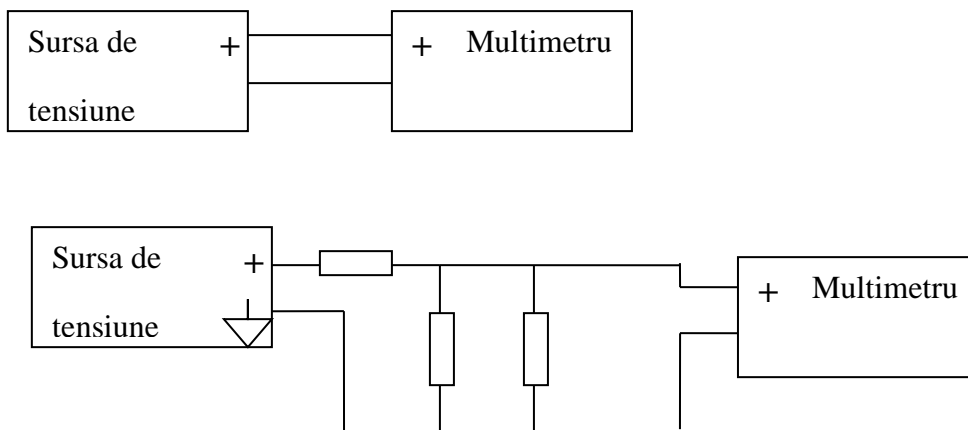


Fig. 11.2. Măsurare de tensiune

Măsurători de tensiune continua (simbol V=)

Se comuta selectorul de game pe una din pozițiile pentru măsurători de tensiune continua. Inscripționarea selectată reprezintă maximul valorii

care poate fi măsurată pe scala respectiva. Se conectează cele două cordoane la punctele între care se dorește măsurarea tensiunii. Cordonul ROSU reprezintă + și cordonul NEGRU - .

Se citește afișajul. În cazul în care valoarea tensiunii este mai mare decât maximul măsurabil pe scala respectiva, pe afișaj se citește 1 și trebuie schimbat comutatorul de game pe o scala cu valoare mai mare. Dacă valoarea afișată apare cu minus înseamnă ca polaritatea tensiunii măsurate este inversa celei corespunzătoare cu + la cordonul ROSU și – la cordonul NEGRU. Dacă cordoanele se schimbă între ele valoarea afișată va apărea fără semn, caz în care putem spune ca nodul la care am conectat cordonul roșu este cel cu potențial mai ridicat.

Măsurători de tensiune alternativă V_{\sim}

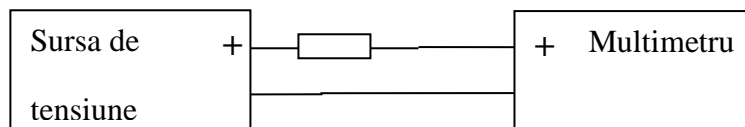
Se comută selectorul de game pe una din pozițiile pentru măsurarea tensiunii alternative. Se conectează cordoanele de măsură la punctele de măsură. Se citește valoarea afișată, care reprezintă valoarea efectivă a tensiunii alternative măsurate.

Atenție atunci când măsurați tensiunea de la priza, să nu vă curentați!

- **Măsurarea curenților electrici**

La măsurarea curenților electrici (figura 11.3) trebuie avute în vedere următoarele reguli de bază, înainte de a conecta aparatul:

- cordonul roșu al multimetrului trebuie conectat la mufa de pe aparat corespunzătoare domeniului de măsură estimat (dacă se presupune ca exista curenți mari in circuit, se conectează întâi pe borna “Amperi”);
- se evita întotdeauna scurtcircuitarea surselor de tensiune cu multimetrul. Întotdeauna măsurarea curentului se realizează înseriind multimetrul cu rezistența prin care se determina curentul, in caz contrar multimetrul se deteriorează (se arde)!



a)



b)

Fig. 11.3. Masurare de curent

- a) conectare corecta
- b) conectare incorecta a aparatului

• Măsurarea rezistențelor

Pe aceste scale multimetrul măsoară rezistența electrică între două puncte de circuit sau rezistența electrică a unei componente. Trebuie menționat faptul ca valoarea unei rezistente este înscrisa pe corpul acesteia fie in clar (valoare numerica) fie utilizând codul culorilor. Pe lângă valoarea nominala se mai trece și toleranta, adică abaterea maxima (garantata de producător) a valorii reale a rezistentei fata de valoarea nominala.

Cu selectorul de game pe o poziție Ω și cordoanele libere indicația este 1 (depășire de domeniu, ceea ce este normal având în vedere că rezistența electrică între două fire în aer este foarte mare).

Dacă se pun cordoanele în scurtcircuit indicația aparatului trebuie să fie 0, în caz contrar înseamnă că cele două sonde sunt defecte sau bateria aparatului este descărcată.

Măsurarea rezistențelor electrice (figura 11.4) se face doar în absența tensiunii de alimentare a circuitului sau pe componente separate de circuit. Măsurarea unei rezistențe amplasate în circuit poate determina citirea unei valori eronate datorită buclelor electrice din circuit.

Totodată, nu se țin ambele mâini pe sondele de măsură deoarece intervine și rezistența corpului uman, conectată în paralel cu rezistența de măsurat.

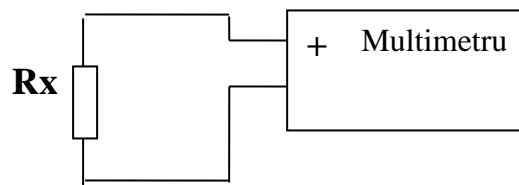


Fig. 11.4. Măsurare de rezistență

- **Determinarea funcționalității dispozitivelor semiconductoare**

Tot la pozițiile “ohmmetru” este și poziția pentru verificarea **diodelor** și a tranzistoarelor bipolare. În sens direct, adică cordonul roșu pe ANOD și cel negru pe CATOD indicația instrumentului este 0 sau o valoare mică, de obicei până la sute de ohmi, iar la conectare invers a cordoanelor indicația este 1, adică depășire de domeniu.

Verificarea **tranzistoarelor bipolare** se face ca și când ar fi două diode (dioda Baza-Emitor și dioda Baza-Colector).

De exemplu, la un tranzistor NPN se pune cordonul roșu pe baza și se verifica terminalele emitor și colector sa indice o rezistență mica (sute de ohmi). Se pune cordonul negru pe baza și instrumentul trebuie sa indice întrerupere la emitor și la colector.

- **Determinarea continuității traseelor electrice**

Tot la scalele de ohmmetru este și poziția de “buzzer” pentru verificarea continuității electrice între două puncte. Dacă se face scurtcircuit între cele două cordoane ale aparatului trebuie sa se audă un sunet, moment în care am verificat doar aparatul. Se poziționează apoi cordoanele între punctele între care se dorește verificarea continuității electrice. Dacă aparatul suna înseamnă ca avem continuitate electrica.

Verificarea continuității se realizează întotdeauna în absența tensiunilor din circuitul de măsură, în caz contrar aparatul se poate distruge!

- **Măsurători de Capacități la condensatoare (F)**

Această funcție se regăsește doar pe anumite multimetre digitale, nefiind disponibilă în versiunile de uz general (hobby).

Se poziționează selectorul de game pe una din pozițiile pentru măsurare de capacitate electrică. Condensatorul de măsurat se introduce în clemele speciale pentru măsurarea condensatoarelor.

În cazul în care aparatul nu dispune de funcția respectivă se poate determina dacă avem un capacitor străpuns prin măsurarea acestuia pe scala ohmică (rezistența foarte mică), dar măsurătoarea nu este relevantă 100% și ca atare nu se recomandă.

3. MERSUL LUCRĂRII și CONȚINUTUL REFERATULUI

1. Măsurarea valorii componentelor și compararea valorilor măsurate cu valorile nominale. Completați pentru diferite rezistențe și capacități câte un tabel de forma:

Toleranță						
Val. Nominală						
Val. Măsurată						

2. Determinați prin măsurătoare directă tensiunea furnizată de bateriile telefoanelor voastre mobile sau a tensiunii de rețea. Ce influență are măsurarea unei baterii cu selectorul de gamă pe poziția “tensiune alternativă”?

3. Alegeți o rezistență de valoare cunoscută și conectați-o în serie cu aparatul și o baterie a cărei tensiune o cunoașteți. Măsurați curentul din circuitul astfel realizat și verificați legea lui Ohm.

4. Determinați anodul la diodele puse la dispoziție și verificați dacă diodele sunt funcționale sau distruse.

FILTRE RC. Montaj practic

1. SCOPUL LUCRĂRII

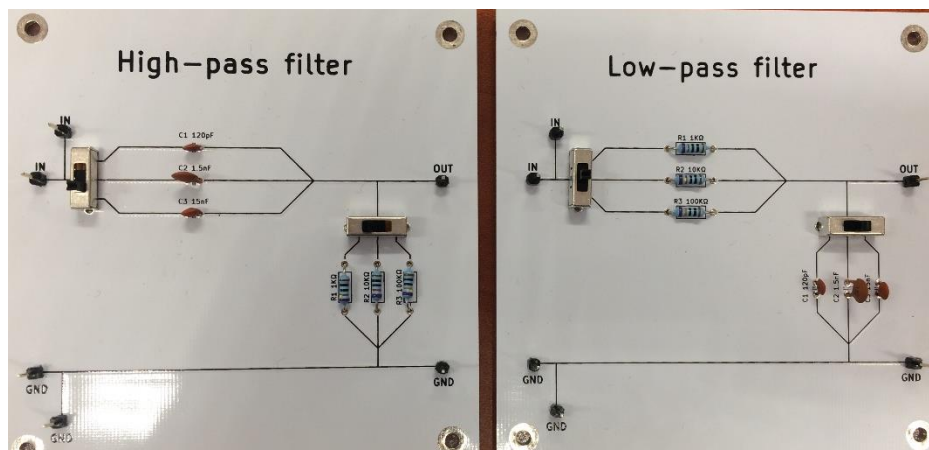
Lucrarea are ca scop studiul experimental al filtrele RC simulate in Laborator 1 în vederea determinării răspunsului circuitului la diverși stimuli aplicați la intrarea acestuia.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

Studiul comportării circuitelor va fi realizat folosind circuitele puse la dispoziție și utilizând următoarele aparate:

- generator de funcții – semnal sinusoidal și dreptunghiular;
- osciloscop cu 2 canale;
- multimetru digital.

Având în vedere aspectul practic al lucrării, deși parametri care se determină sunt aceiași ca cei menționați în prima lucrare, se modifică mersul lucrării. Scopul este de a pune în evidență formele de undă la ieșirea circuitelor pentru semnale sinusoidale și respectiv dreptunghiulare aplicate la intrare.



3. MERSUL LUCRĂRII și CONȚINUTUL REFERATULUI

Circuitul 1:

1. Se conectează cele două sonde de măsură la osciloscop, se pune sub tensiune osciloscopul și se calibrează cele două trase luminoase, în felul următor:
 - Se trece comutatorul de pe fiecare sonda pe poziția calibrare;
 - Se selectează din modul de lucru al osciloscopului afișarea ambelor canale de intrare (DUAL);
 - Atenuarea pe fiecare canal este trecută la 5V/div;
 - Din potențioetrele de reglaj a trasei (poz.Y) se suprapun ambele trase peste marcajul central al afișajului osciloscopului;
 - Se trec ambele comutatoare de pe sonda pe poziția 1x (fără atenuare);
2. Se selectează ca declanșare a bazei de timp a osciloscopului (Trigger) canalul 1 de intrare (Ch 1);
3. Se pune sub tensiune generatorul de semnal și se stabilește semnal de ieșire alternativ sinusoidal;
4. se conectează sonda 1 a osciloscopului la ieșirea sursei, respectând semnificația firelor + (roșu de la sursa cu firul de mijloc de la osciloscop) și - (masa);

5. se reglează amplitudinea semnalului generat de sursa de semnal la o valoare de maxim 5V (amplitudinea vârf la vârf măsurată pe osciloscop trebuie să fie 1 diviziune, dacă atenuarea rămâne la 5V/div)
6. se comută atenuatorul osciloscopului pe o scară inferioară (1V/div) și se urmărește dacă semnalul de pe afișaj este acum reprezentat pe 5 diviziuni;
7. se trec ambele canale ale osciloscopului pe atenuare 1V/div și se reface calibrarea;
8. se oprește sursa de semnal
9. se conectează borna + a generatorului la firul alb de pe plăcută, împreună cu firul + al sondei 1 de la osciloscop;
10. se conectează masa (-) generatorului de semnal la firul albastru al plăcuței, împreună cu firul – (masa) a sondelor 1 și 2 a osciloscopului;
11. se conectează borna + a sondei 2 a osciloscopului la ieșirea circuitului 1 (pinul de test evidențiat);
12. se pune sub tensiune generatorul de semnal;
13. din selectorul de gamă al generatorului se stabilește o frecvență de pornire de cca 150Hz, ajustând fin din potențiometrul de reglaj amplasat pe panoul frontal al generatorului . ATENȚIE: nu mai modificați amplitudinea semnalului!!!
14. Din butonul de reglare al bazei de timp al osciloscopului (time/div) se rotește până când pe ecranul osciloscopului obținem un semnal stabil, reprezentând câteva alternanțe ale semnalului de intrare;
15. se desenează la scară 1:1 formele de undă obținute, notând valorile frecvenței (citite pe generator), rezistenței și ale capacității (notate pe corpul componentelor);
16. se trece apăsă butonul de generare semnal dreptunghiular a sursei de semnal și se desenează forma de undă obținută;
17. se revine pe semnal sinusoidal și se crește (din potențiometrul de reglaj al sursei) frecvența semnalului urmărind amplitudinea semnalului de pe canal 2 (pe afișajul osciloscopului) până când acesta începe să scadă (Circ1 și Circ2 sunt filtre trece jos, deci odată cu creșterea frecvenței ar trebui să scadă amplitudinea semnalului de ieșire). Notați frecvența la care

amplitudinea vârf la vârf a semnalului de ieșire a scăzut cu 1 V (adică 1 diviziune pe ecranul osciloscopului dacă scala a rămas setată la 1V/div);

18. desenați la scara 1:1 formele de undă obținute, punând în evidență modificarea defazajului față de frecvența de pornire;

19. creșteți în continuare frecvența și determinați amplitudinea și defazajul semnalului de ieșire pentru o frecvență de cca 5kHz a semnalului de intrare;

Se repetă pașii descriși anterior pentru fiecare din celelalte 3 montaje de pe plăcuță, evidențiind frecvența de tăiere și constanta de timp a circuitelor. Totodată, la filtrele 3 și 4 (FTS) se va pune în evidență lipsa componentei continue a semnalului de ieșire (se va alege de la generatorul de semnal o valoare de offset de cca 1V, trăgând în afara butonul și rotind ușor potențiometrul).

Observații:

Modificarea frecvenței semnalului furnizat de generatorul de semnal poate duce la pierderea stabilității semnalului afișat pe osciloscop sau afișarea a prea multe alternanțe pe ecran, ceea ce îngreunează urmărirea defazajelor și a amplificării. Deoarece frecvența reprezintă inversul perioadei semnalului, se va proceda în felul următor:

- Creșterea frecvenței generatorului va fi însoțită de micșorarea bazei de timp (time/div) a osciloscopului;
- Scăderea frecvenței va fi însoțită de mărirea bazei de timp a osciloscopului.

Perioada semnalului afișat pe osciloscop se poate determina numărând diviziunile între două treceri succesive prin 0 a formei de undă, determinate pe axa X, și înmulțind cu valoarea afișată la comutatorul bazei de timp (și ulterior se poate calcula frecvența).

Amplitudinea semnalului se poate măsura numărând diviziunile pe axa Y a osciloscopului și înmulțind cu atenuarea indicată (V/div) a canalului respectiv.

STUDIUL TRANZISTORULUI BIPOLAR. Montaj practic

1. SCOPUL LUCRĂRII

Această lucrare are ca scop studiul experimental al circuitelor bazate pe tranzistoare bipolare: amplificator cu tranzistor bipolar și inversor cu tranzistor bipolar.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

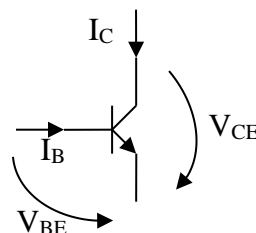
Tranzistorul bipolar este un dispozitiv electronic cu amplificare în curent (adică la care curentul între emitor și colector este determinat de curentul de baza). Pentru aceasta, tranzistorul trebuie polarizat corect, adică joncțiunea baza-emitor polarizată direct iar joncțiunea baza-colector polarizată invers.

Modurile de lucru ale tranzistorului sunt:

- **Tranzistor blocat**

Tranzistorul este caracterizat în această situație de:

- $V_{BE} = 0$ V (tensiunea baza – emitor mai mică decât tensiunea de deschidere a joncțiunii) iar $V_{CE} > 0$ – în această situație ambele joncțiuni sunt blocate, deci nu trece curent între emitor și colector.
- între emitor și colector apare o rezistență foarte mare: I_C – curent de colector rezidual, de valoare foarte mică, de ordinul μA ;



- I_B – curentul de baza 0.

- **Tranzistor în conducție**

Tranzistorul este caracterizat în această situație de:

- $V_{BE} > V_{BE0}$ (tensiunea de deschidere specificată în catalog pentru tranzistorul respectiv) iar $V_{CE} > V_{CEsat}$ (specificată în catalog) – în această situație joncțiunea baza-emitor este polarizată direct, avem curent de baza I_B diferit de 0; electronii care ajung din emitor în baza au energie cinetică suficient de mare încât să “treacă” de bariera de potențial a joncțiunii emitor-colector care este încă polarizată invers;
- între emitor și colector apare o rezistență din ce în ce mai mică, pe măsură ce crește curentul de baza, deci curentul stabilit între emitor și colector este de forma $I_C = \beta \cdot I_B$. Spunem că tranzistorul este în zona de conducție liniară.

- **Tranzistor saturat**

- $V_{BE} > 0.7V$, $V_{CE} = 0.2V$ (valorile sunt cele uzuale, în caz real sunt cele specificate în catalog);
- Pe măsură ce creștem tensiunea V_{BE} , la un moment dat se ajunge la saturarea joncțiunii baza-emitor și corespunzător și creșterea foarte puternică a curentului de baza (și implicit cel de colector). Tensiunea V_{CE} ajunge la o valoare foarte mică, iar cele două joncțiuni (baza-emitor și baza-colector) sunt polarizate direct. În această situație, curentul de colector este limitat doar de rezistențele externe.

În cazul în care se dorește amplificarea unui semnal se utilizează tranzistorul în regiunea liniară a regimului activ normal iar dacă se dorește utilizarea ca element de comutare (în circuitele logice) se utilizează în regim saturat-blocat.

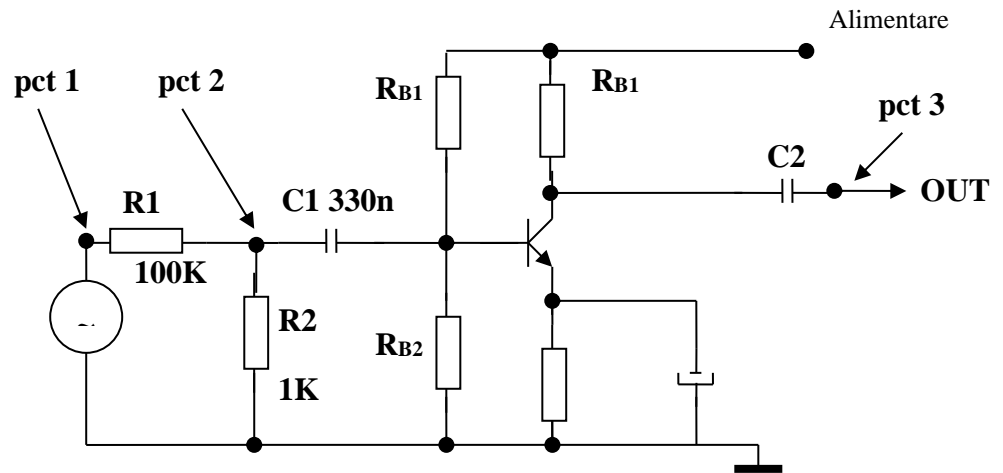
2.1. Amplificator cu tranzistor bipolar

Polarizarea corectă în cazul utilizării ca amplificator se realizează de obicei cu rezistoare ale căror valori se aleg astfel încât să se stabilească un anumit regim de funcționare în zona liniară a tranzistorului, adică $I_C = \beta \cdot I_B$, unde I_C reprezintă curentul de colector, I_B reprezintă curentul de bază iar β reprezintă factorul de amplificare al tranzistorului (stabilit prin fabricație).

Circuitul prezentat în continuare cuprinde următoarele blocuri:

- un atenuator de intrare realizat cu rezistoarele R_1 și R_2 . Acest atenuator este de fapt un divizor de tensiune rezistiv introdus doar pentru ca sursele de semnal din laborator nu permit generarea unor semnale de amplitudine mică (până la 1V).
- Condensator de decuplare C_1 – permite eliminarea componentei continue a semnalului de intrare. Se asigură astfel doar amplificarea componentei alternative a semnalului de intrare (componenta utilă a semnalului) altfel amplificatorul putând intra în limitare.
- Amplificatorul propriu-zis, realizat cu tranzistor bipolar. Rezistențele R_{b1} și R_{b2} asigură un punct static de funcționare în regiunea liniară a tranzistorului. Rezistența R_e asigură limitarea curentului de emitor în cazul saturației tranzistorului iar condensatorul C_e elimină posibilitatea străpunerii tranzistorului la variații puternice ale semnalului de intrare.

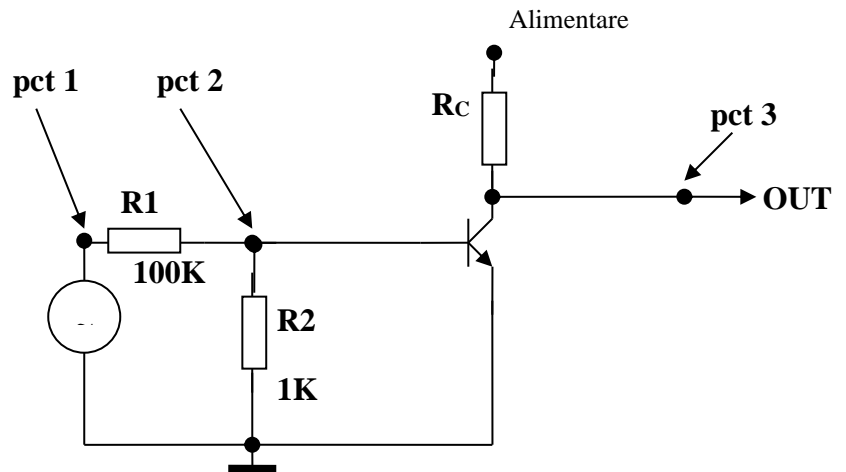
Observați că sintagma “punct static de funcționare” se referă la faptul că în lipsa semnalului de intrare, tranzistorul este deschis, lucru determinabil prin măsurarea directă în circuit a căderilor de tensiune.



Schema electrică a amplificatorului

2.2 Inversor cu tranzistor bipolar

În cazul acestui circuit se observă lipsa cu desăvârșire a oricăror condensatoare. Acest lucru implică un regim de funcționare mult mai rapid, în detrimentul puterii consumate și al riscului de distrugere al componentelor.



Schema electrică a inversorului

În acest caz nu mai este nevoie de circuit de polarizare a bazei deoarece tranzistorul este utilizat în regim de “totul sau nimic” – blocat sau saturat.

Circuitul de intrare realizat cu R_{B1} și R_{B2} realizează un divizor de tensiune, având în vedere faptul că la circuitele logice sunt nivele de tensiune pentru "1" logic de peste 2V, lucru periculos pentru joncțiunea baza-emitor.

Dacă V_{IN} are valoarea 0V, corespunzătoare nivelului logic 0, tranzistorul este blocat iar tensiunea V_{OUT} va avea valoarea maximă, corespunzătoare nivelului logic 1. Dacă V_{IN} are valoarea 5V, corespunzătoare nivelului logic 1, tranzistorul Q1 este deschis iar tensiunea V_{OUT} va avea valoare de cca 0,2V, corespunzătoare nivelului logic 0.

3. MERSUL LUCRĂRII ȘI CONȚINUTUL REFERATULUI

Studiul amplificatorului:

1. se pune sub tensiune sursa de alimentare stabilizată și din potențiometrul de reglaj se ajustează valoarea sursei la 5V;
2. se măsoară cu multimetrul tensiunea la borne și apoi se oprește sursa;
3. se conectează sursa stabilizată la firele de alimentare (marcate +5V și masă), având grija la polaritate (masă sursei la masă circuitului);
4. se pune sub tensiune sursa de alimentare și cu multimetrul se măsoară tensiunile pe joncțiuni (potențialul bazei, emitorului și colectorului față de masă). Notați aceste căderi de tensiune și determinați starea tranzistorului;
5. se conectează sonda osciloscopului la generatorul de semnal (**atenție: nu la sursa de tensiune stabilizată!!!!**);
6. se pornește sursa și se reglează aceasta (urmărind pe ecranul osciloscopului) pentru a genera:
 - semnal sinusoidal;
 - frecvență 5kHz
 - amplitudine vârf la vârf de 2V

- componenta continua de 1V
- 7. se conectează masa generatorului cu masa montajului și borna + se conectează la intrarea circuitului de test;
- 8. se muta sonda 1 a osciloscopului în punctul de test 1 și sonda 2 se pune în punctul 2 de test. Notați diferența de amplitudine între semnalul aplicat la intrare și cel de după divizorul rezistiv!
- 9. se muta sonda 1 a osciloscopului în punctul de test 2 și sonda 2 în punctul de test 3 (ieșirea amplificatorului). Desenați formele de undă obținute, cu respectarea scalelor!
- 10. determinați amplificarea circuitului, prin raportarea amplitudinii semnalului de ieșire la amplitudinea semnalului din punctul 2 de test.
- 11. creșteți amplitudinea semnalului furnizat de generator. Pana la ce valoare a semnalului din punctul 2 de test semnalul de ieșire este corect amplificare? Notați valoarea!
- 12. reveniți la amplitudinea semnalului de la generator de 2V și modificați frecvența semnalului generat.
- 13. notați frecvența minimă și frecvența maximă la care circuitul de amplificare funcționează corect.

Studiul inversorului

- 1. se stabilește tensiunea de ieșire a sursei stabilizate la o valoare de 5V;
- 2. se alimentează montajul;
- 3. sursa de semnal este trecută în mod de lucru "TTL" și se muta sonda pe ieșirea respectivă
- 4. se conectează generatorul la intrarea circuitului. Vizualizați formele de undă în punctele de test. Determinați frecvența maximă de lucru a circuitului.
- 5.

FAMILIA DE MICROCONTROLERE 80C51

1. SCOPUL LUCRĂRII

Această lucrare studiază familia de microcontrolere 80C51 și aspectele specifice proiectării sistemelor bazate pe microcontroler.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

Microcontrolerele sunt circuite integrate, uzual în tehnologie CMOS, care înglobează diferite circuite necesare unui sistem de calcul. Familia de microcontrolere 80C51 prezintă următoarele caracteristici:

- Unitate centrală de procesare 8051
 - 4k*8 ROM
 - 128*8 RAM
 - 3*16-biti numărătoare/timers
 - procesor boolean
- Capabilitate de adresare a memoriei externe
 - 64k*8 ROM (program)
 - 64k*8 RAM (data)
- 6 întreruperi cu 2 nivele de prioritate
- 4*8-biti porturi I/O
- UART full–duplex
- port asincron de reset

Circuitele integrate în microcontroler comunica prin intermediul unor magistrale interne pe care se pot vehicula adrese, date sau semnale de control

așa cum se poate observa din diagrama bloc a microcontrolerului 80C51 prezentată în figura 14.1.

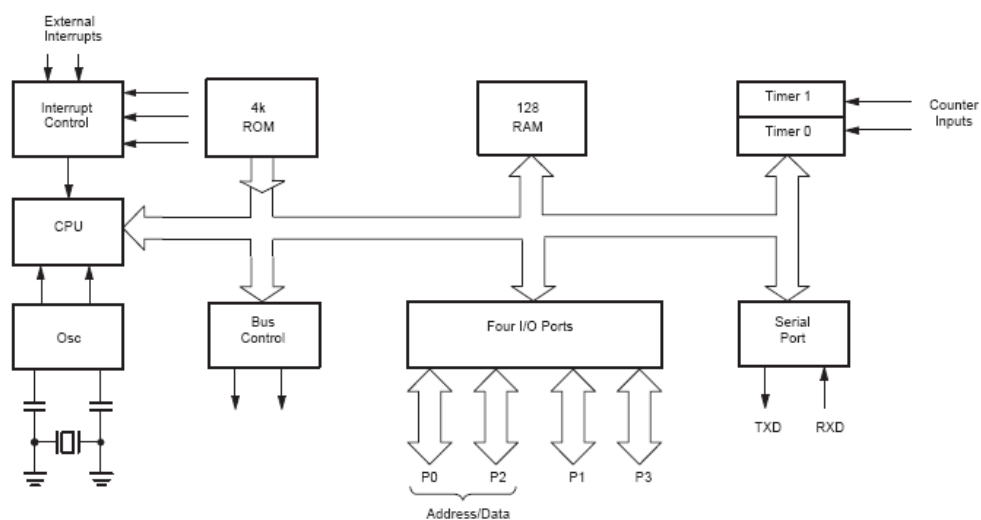


Figura 14.1 Diagrama bloc a microcontrolerului 80C51

Simbolul logic al microcontrolerului 80C51 este prezentat în figura 14.2. În cele ce urmează se vor prezenta funcțiile pinilor.

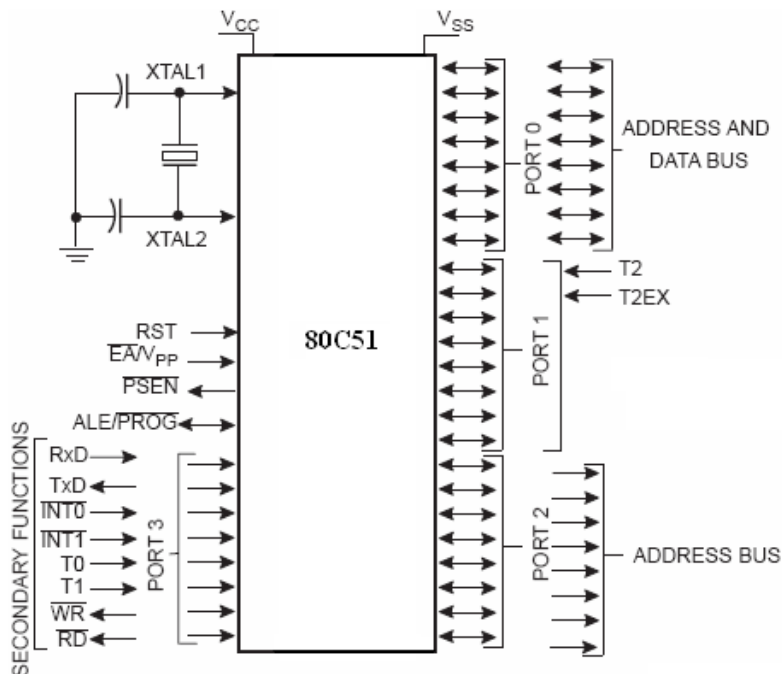


Figura 14.2 Simbolul logic al microcontrolerului 80C51

- **VSS**, pin de intrare, numit masă, reprezintă referința de 0 V
- **VCC**, pin de intrare, numit alimentare, reprezintă tensiunea de alimentare
- **P0.0–0.7**, pini de intrare/ieșire, formează portul 0, poate prezenta funcție de port bidirecțional de 8 biți open-drain cu intrări trigger Schmitt; poate avea funcție de magistrală de date și magistrală de adrese mai puțin semnificativă multiplexate pe perioada accesurilor la memoria externă de date și program folosind rezistențe de ridicare interne
- **P1.0–P1.7**, pini de intrare/ieșire, formează portul 1, poate prezenta funcție de port bidirecțional de 8 biți cu rezistențe de ridicare interne și intrări trigger Schmitt; de asemenea, doi pini pot avea și funcții alternative
 - **T2**, pin de intrare/ieșire, (P1.0), reprezintă Timer/Numărător 2
 - **T2EX**, pin de intrare, (P1.1), reprezintă Timer/Numarator 2 cu funcție de captură

- **P2.0–P2.7**, pini de intrare/ieșire, formează portul 2, poate prezenta funcție de port bidirecțional de 8 biți cu rezistențe de ridicare interne și intrări trigger Schmitt; ca funcție alternativă emite octetul mai semnificativ de adresă pe perioada accesului la memoria externă de program și date
- **P3.0–P3.7**, pini de intrare/ieșire, formează portul 3; poate prezenta funcție de port bidirecțional de 8 biți cu rezistențe de ridicare interne și intrări trigger Schmitt; de asemenea, fiecare pin poate avea și funcție alternativă
 - **RxD**, pin de intrare, (P3.0), reprezintă portul de intrare serial
 - **TxD**, pin de ieșire, (P3.1), reprezintă portul de ieșire serial
 - **INT0**, pin de intrare, (P3.2), reprezintă întreruperea externă 0
 - **INT1**, pin de intrare, (P3.3), reprezintă întreruperea externă 1
 - **T0**, pin de intrare, (P3.4), reprezintă intrarea externă pentru Timer 0
 - **T1**, pin de intrare, (P3.5), reprezintă intrarea externă pentru Timer 1
 - **WR**, pin de ieșire, (P3.6), reprezintă semnalul de activare a scrierii memoriei de date externe
 - **RD**, pin de ieșire, (P3.7), reprezintă semnalul de activare a citirii memoriei de date externe
- **RST**, pin de intrare, numit reset, prin aplicarea nivelului logic 1 pe acest pin se resetează microcontrolerul
- **ALE/PROG**, pin de intrare/ieșire, numit Address Latch Enable/Program Pulse, pulsul de ieșire ALE este folosit pentru memorarea octetului mai puțin semnificativ de adresă pe perioada unui acces la memoria externă, pinul PROG este intrarea pulsului de program pe perioada programării EPROM-ului
- **PSEN**, pin de ieșire, numit Program Store Enable, reprezintă semnalul de activare a citirii memoriei de program externe
- **EA** / **VPP**, pin de intrare, numit External Access Enable/Programming Supply Voltage, dacă EA este ținut din exterior în 0, microcontrolerul execută întregul cod din memoria de program externă; dacă EA este ținut

din exterior în 1, microcontrolerul execută codul aflat la locațiile de memorie 0000H până la 0FFFH din memoria ROM internă; pinul VPP primește tensiunea de alimentare pentru programare pe perioada programării EPROM-ului

- **XTAL1**, pin de intrare, numit Crystal 1, reprezintă intrarea pentru amplificatorul inversor al oscilatorului și circuitul generator de tact
- **XTAL2**, pin de ieșire, numit Crystal 2, reprezintă ieșirea de la amplificatorul inversor al oscilatorului

În figura 14.3 este prezentat ciclul de citire și configurația memoriei de program externe. Adresa este transmisă mai întâi prin porturile P0 și P2 pe magistrala de adrese. Deoarece portul P0 își schimbă funcția devenind port de date, A0-A7 sunt memorate în latch la activarea semnalului ALE. Semnalul PSEN\ devine activ și informația din memoria de program este transmisă pe magistrala de date fiind recepționată prin portul P0.

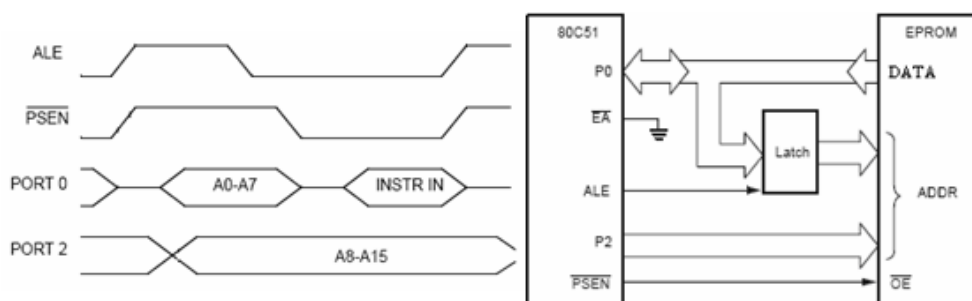


Figura 14.3 Ciclul de citire și configurația memoriei de program externe

În figura 14.4 sunt prezentați ciclurile de citire/scriere și configurația memoriei de date externe. Pentru ciclul de citire, adresa este transmisă mai întâi prin porturile P0 și P2 pe magistrala de adrese. Deoarece portul P0 își schimbă funcția devenind port de date, A0-A7 sunt memorate în latch la activarea semnalului ALE. Semnalul RD\ devine activ și informația din memoria de date este transmisă pe magistrala de date fiind recepționată prin

portul P0. Pentru ciclul de scriere, adresa este transmisă mai întâi prin porturile P0 și P2 pe magistrala de adrese. Deoarece portul P0 își schimbă funcția devenind port de date, A0-A7 sunt memorate în latch la activarea semnalului ALE. Datele sunt transmise prin portul P0 pe magistrala de date și la activarea semnalului WR sunt înscrise în memoria de date.

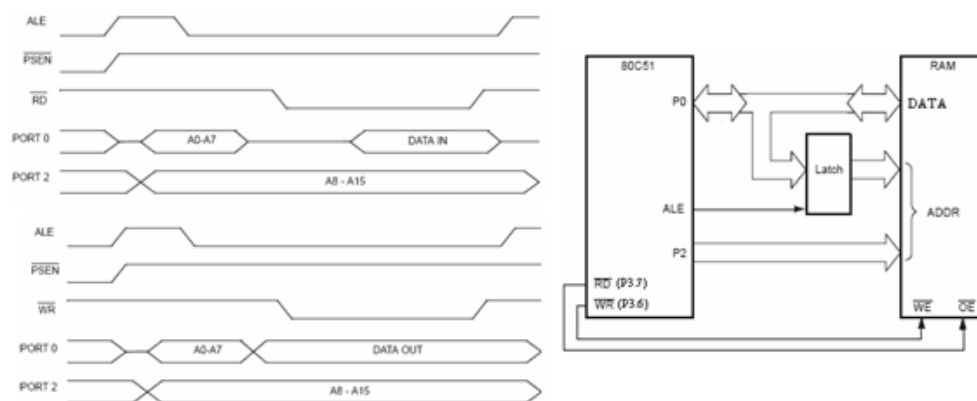


Figura 14.4 Ciclurile de citire/scriere și configurația memoriei de date externe

3. MERSUL LUCRĂRII

- 3.1. Se vor discuta aspectele teoretice legate de familia de microcontrolere 80C51.
- 3.2. Se va analiza și discuta sistemul cu microcontroler prezentat în figura 14.5, având următoarele blocuri:
 - oscilator cu quartz având frecvența de 12MHz
 - circuit de reset
 - 8k*8 memorie de program externă având adresa de bază 0000H
 - port de ieșire la adresa 011X...Xb
 - port de intrare la adresa 111X...Xb la care sunt conectate 2 taste
 - microcontrolerul folosește doar memoria externă de program

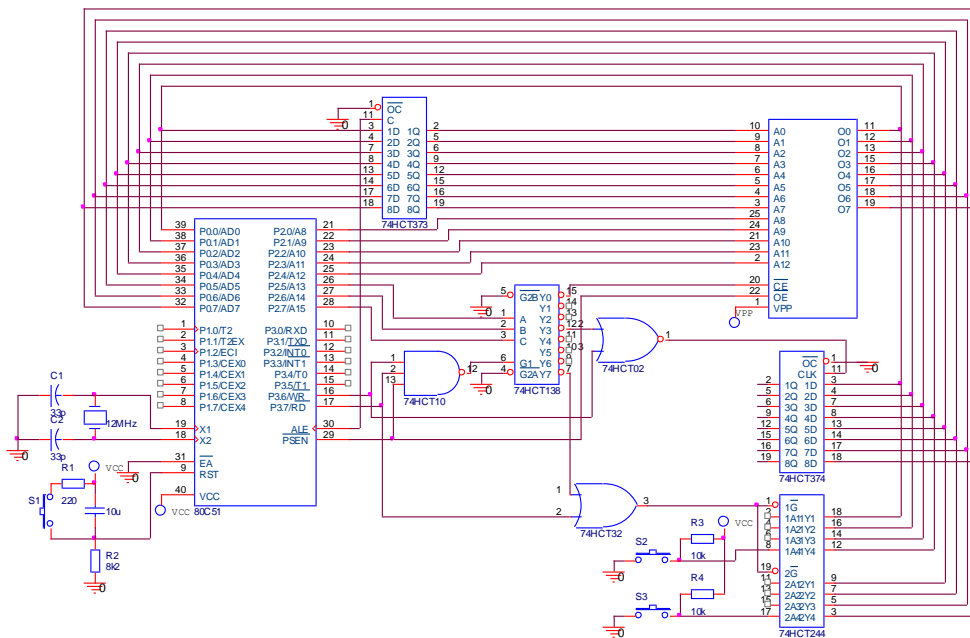


Figura 14.5 Exemplu de sistem cu microcontroler 80C51

3.3. Se va proiecta un sistem cu microcontroler 80C51 având următoarele blocuri:

- oscilator cu quartz avand frecventa de 12MHz
- circuit de reset
- 32k*8 memorie de date externa având adresa de baza 8000H
- port de ieșire la adresa 011X...Xb la care sunt conectate doua display-uri cu LED-uri 7-segmente anod comun pentru care $V_{LED}=1,6V$ si $I_{LED}=25mA$; pentru tranzistoare se considera $\beta=100$
- port de intrare la adresa 010X...Xb la care sunt conectate 8 taste; la apasarea oricarei taste se genereaza intreruperea $INT0$
- microcontrolerul foloseste doar memoria interna de program

4. CONȚINUTUL REFERATULUI

- 4.1. Prezentarea sumară a caracteristicilor familiei de microcontrolere 80C51.
- 4.2. Schemele sistemului cu microcontroler 80C51 de la punctul 3.3 împreună cu explicațiile legate de proiectarea și dimensionarea fiecărui bloc.

BIBLIOGRAFIE

1. Dădârlat, V. T., Peculea A., “Circuite analogice și numerice”, Editura U.T.Pres, Cluj-Napoca, 2006
2. Dădârlat, V. T., Peculea A., “Circuite Numerice – Îndrumator de laborator”, Casa Cărții de Știință, Cluj-Napoca, 2001
3. Floyd, T. L., trad. Teodoru, A., “Dispozitive electronice”, Teora, București, 2003
4. T. A. Fjeldly, T. Ytterdal, and M. Shur, “Introduction to Device Modeling and Circuit Simulation”, John Wiley & Sons, New York, (1998), ISBN 0-471-15778-3
5. K. Lee, M. Shur, T. A. Fjeldly, and T. Ytterdal, “Semiconductor Device Modeling for VLSI”, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ (1993), ISBN 0-13-805656-0
6. Ardelean, I., Giurgiu, M., Petrescu, L., “Circuite integrate CMOS. Manual de utilizare”, E. T. București, Cluj-Napoca, 1986
7. Blakeslee, Th., “Proiectarea cu circuite logice MSI și LSI standard”, E. T. București, Cluj-Napoca, 1988
8. Damaye, R., “Logique électronique et circuits intégrés numériques”, Ed. Radio, București, Cluj-Napoca, 1985
9. Feștilă, L., “Electronică digitală”, Lito U. T. Cluj-Napoca, 1994
10. Dascălu, D., Rusu, A., Profirescu, M., Costea, I., “Dispozitive și circuite electronice”, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982
11. Pearson, J. , “Basic Communication Theory” - Prentice- Hall Int. Editions, 1998
12. Boylestad, R. , Nashelsky, L. , “Electronic Devices and Circuit Theory” , Prentice- Hall Int. Editions, 1997
13. Automatic Integrated Circuit Modeling Spice (AIM-Spice), <http://www.aimspice.com/>

ANEXA 1: PROGRAMUL AIM-Spice

1.INTRODUCERE

Programul AIM-Spice este un program de simulare a circuitelor electronice pentru analiza de curent continuu analiza de curent alternativ și analiza regimului tranzitoriu.

Schema bloc a structurii programului de simulare AIM-Spice este

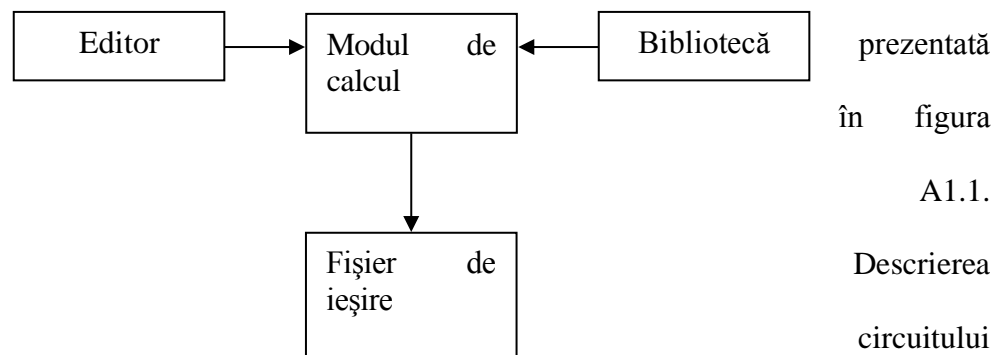


Fig.A1.1

ajutorul unui editor, fiecare dispozitiv descris fiind modelat în biblioteca programului de simulare. Modulul de calcul realizează analizele dorite generând fișierul de ieșire care poate fi vizualizat sau listat. Programul dispune de un modul de postprocesare ale cărei facilități dezvoltă posibilitățile de analiză.

2. CONSIDERAȚII TEORETICE

2.1. Tipuri de analize permise în AIM-Spice

2.1.1. Calculul punctului static de funcționare (Operating Point)

Calculul punctului static de funcționare a unui circuit se face indiferent dacă se specifică sau nu comanda. Această analiză calculează punctul static de funcționare în curent continuu al circuitului. Pentru această analiză nu sunt parametri.

2.1.2. Analiza de curent continuu (DC Transfer curve)

Acest tip de analiză permite determinarea punctului static de funcționare a circuitului electronic analizat, cu bobinele în scurtcircuit și cu condensatoarele în gol. Analiza de curent continuu se face în mod automat înaintea unei analize de curent alternativ, în scopul liniarizării circuitului.

În analiza de curent continuu, una sau două surse de tensiune sau curent sunt baleate într-un interval definit de utilizator. Punctul static de funcționare este calculat pentru fiecare valoare a surselor.

Pentru analiza de curent continuu trebuie setați următorii parametri: Source Name, Start Value, End Value și Increment Value.

Source Name este numele unei surse independente de tensiune sau curent, Start Value, End Value și Increment Value sunt valorile de start, sfârșit respectiv increment ale sursei. O a doua sursă poate fi opțional specificată împreună cu parametrii acesteia. În acest caz, prima sursă este baleată în limitele specificate pentru fiecare valoare a celei de-a doua surse. Această

opțiune este folosită pentru obținerea caracteristicilor de ieșire ale dispozitivelor semiconductoare.

2.1.3. Analiza dependenței de temperatură (DC Temperature Sweep)

În cadrul analizei dependenței de temperatură temperatura de funcționare a circuitului este baleată într-un interval definit de utilizator. Punctul de funcționare al circuitului este calculat pentru fiecare valoare de temperatură.

Analiza are trei parametri - Start Value, End Value și Increment Value – cu ajutorul cărora se definește intervalul de temperatură pentru care se va face analiza. Toți parametrii au ca și unitate de măsură °C.

2.1.4. Analiza de regim tranzitoriu (Transient Analysis)

Acest tip de analiză calculează variabilele de ieșire ca funcții de timp, într-un interval specificat de utilizator. Condițiile inițiale rezultă din calculul punctului static de funcționare sau pot fi specificate explicit (.IC).

Pentru analiza de regim tranzitoriu trebuie setați următorii parametri: Stepsize, Final time, Display Start Time, Maximum Stepsize și Use Initial Conditions.

Parametrul Stepsize setează incrementul de calcul al punctelor de timp, Final Time este ultimul punct de timp calculat. Analiza de regim tranzitoriu începe întotdeauna la timpul zero. Dacă nu sunt de interes rezultatele până la un anumit timp, se specifică acest timp prin parametrul Display Start Time. Parametrul Maximum Stepsize este folosit atunci când se dorește limitarea pasului intern folosit de simulatorul AIM-Spice.

Atunci când se selectează opțiunea Use Initial Conditions (UIC), Aim-Spice va folosi condițiile inițiale definite de utilizator. În caz contrar, rezolvarea condițiilor inițiale este făcută de simulator prin calculul punctului static de funcționare. Condițiile inițiale pot fi specificate în descrierea circuitului folosind opțiunea .IC.

Forma generală pentru opțiunea .IC este următoarea:

```
.ic v(nodename)=value v(nodename)=value ...
```

Exemplu:

```
.ic v(11)=5 v(1)=2.3
```

2.1.5. Analiza de curent alternativ (AC Analysis)

În cadrul analizei de curent alternativ, variabilele de ieșire de curent alternativ se calculează ca funcții de frecvență.

Pentru analiza de curent alternativ trebuie setați următorii parametri: Sweep, Number of points, Start Frequency și End Frequency.

Parametrul Sweep setează variația frecvenței semnalului de intrare. Aceasta poate fi DEC (decadă), OCT (octavă) sau LIN (liniară). Parametrul Number of points se modifică odată cu modificarea parametrului Sweep. Dacă este specificat DEC, numărul de puncte este pe decadă. Dacă este specificat OCT, numărul de puncte este pe octavă. Dacă este specificat LIN, numărul de puncte este numărul total de puncte din întreaga gamă. Gama de frecvență este specificată prin parametrii Start frequency și End frequency.

Pentru ca analiza de curent alternativ să poată fi efectuată, cel puțin o sursă independentă trebuie specificată cu un parametru ac.

Dacă circuitul are o singură intrare ac, este convenabil să se seteze amplitudinea la o unitate și faza la zero, caz în care variabila de ieșire va fi funcția de transfer a variabilei de ieșire raportată la intrare.

2.1.6. Analiza de pol-zero (Pole-Zero Analysis)

Analiza pol-zero determină polii și zerourile în funcția de transfer ac de semnal mic. În primul rând este calculat punctul static de funcționare, după care circuitul este liniarizat în jurul punctului de funcționare. Circuitul rezultat este folosit pentru determinarea polilor și a zerourilor.

2.1.7. Analiza funcției de transfer (Transfer Function Analysis)

Această analiză calculează valoarea de semnal mic în curent continuu a funcției de transfer, rezistența de intrare și rezistența de ieșire.

2.1.8. Analiza de zgomot (Noise Analysis)

Analiza de zgomot calculează zgomotul generat de dispozitive pentru un circuit dat. Când se precizează o sursă de intrare și un port de ieșire, analiza calculează contribuțiile zgomotului fiecărui dispozitiv (și fiecărui generator de zgomot din dispozitiv) la tensiunea portului de ieșire. De asemenea calculează zgomotul de intrare în circuit, echivalent cu zgomotul de ieșire referit la sursa de intrare specificată. Aceste calcule sunt efectuate pentru fiecare frecvență din gama specificată. Valoarea calculată a zgomotului corespunde densității spectrale a variabilei circuitului văzută ca un proces Gaussian staționar. După calcularea densităților spectrale, analiza de zgomot integrează aceste valori într-o gamă de frecvențe specificată pentru a obține zgomotul total tensiune/curent (în respectiva gamă de frecvențe).

Formatul parametrului "Output Noise Variable" este $V(\text{OUTPUT}<,\text{REF}>)$, unde OUTPUT este nodul încare se calculează zgomotul de ieșire total. Parametrul "Input Source" este o sursă independentă la care zgomotul de intrare este referit. Următorii trei parametri conțin informații legate de frecvență, identici cu aceia din analiza de curent alternativ. Ultimul parametru este un întreg opțional. Dacă este specificat, contribuția zgomotului la fiecare generator de zgomot este produsă la fiecare "Points per Summary" punct de frecvență.

2.2. Reguli pentru fișierele de date în AIM-Spice

2.2.1. Formatul datelor și al comenzilor în AIM-Spice

Prima linie este linia de titlu și poate conține orice text.

Liniile de comentarii sunt marcate prin "*" în prima coloană, și pot conține orice text.

Cu excepția liniei de titlu și a definițiilor de subcircuite, ordinea liniilor este arbitrară.

AIM-Spice nu face diferență între caracterele majuscule și minuscule.

Numărul de blank-uri care despart câmpurile unei linii nu este semnificativ. Virgulele, parantezele și tab-urile sunt echivalente cu blank-urile

O linie de circuit poate să continue și pe linia următoare punându-se la începutul liniei sau liniilor pe care se continuă semnul "+"

Orice valoare dată unei componente poate fi urmată de un factor de scală. Acesta poate fi descris printr-o literă sau ca și multiplu a lui 10. Tabelul de mai jos enumeră factorii de scală în cele două variante de descriere:

F	1E-15
P	1E-12
N	1E-9
U	1E-6
MIL	25.4E-6
M	1E-3
K	1E3
MEG	1E6
G	1E9
T	1E12

2.2.2. Descrierea circuitului în AIM-Spice

2.2.2.1. Numerotarea nodurilor

Numele unui nod poate fi orice șir de caractere excepție făcând nodul de masă care va fi întotdeauna notat cu “0”.

2.2.2.2. Descrierea elementelor de circuit

Fiecare element de circuit este specificat printr-o instrucțiune de descriere ce conține următoarele câmpuri:

- numele elementului – acesta trebuie să înceapă cu o literă care specifică tipul elementului de circuit considerat;
- două sau mai multe noduri, la care este conectat elementul;
- un nume de model sau valoarea elementului;
- alți parametri care caracterizează elementul.

2.3. Descrierea componentelor circuitului

2.3.1. Rezistențe

Forma generală:

```
RXXXXXXX N1 N2 VALUE
```

Exemple:

```
R1 1 2 100
```

```
RB 1 2 10K
```

```
RBIAS 4 8 10K
```

N1 și N2 sunt nodurile elementului. VALUE este rezistența în Ohmi.

2.3.2. Bobine

Forma generală:

```
LYYYYYYY N+ N- VALUE <IC=Initial values>
```

Exemple:

```
llink 42 69 1uh
```

```
lshunt 23 51 10u ic=15.7ma
```

N+ și N- sunt nodurile pozitiv respectiv negativ ale elementului. VALUE este inductanța în Henry. Valoarea inițială este un parametru opțional reprezentând valoarea inițială la momentul de timp zero a curentului prin bobină exprimat în Amperi. Această valoare este folosită numai atunci când opțiunea UIC este specificată în analiza de regim tranzitoriu.

2.3.3. Condensatoare

Forma generală:

CXXXXXXXX N+ N- VALUE <IC=Initial values>

Exemple:

cl 66 0 70pf

CBYP 17 23 10U IC=3V

N+ și N- sunt nodurile pozitiv respectiv negativ ale elementului. VALUE este capacitatea în Farazi. Valoarea inițială este un parametru opțional reprezentând valoarea inițială la momentul de timp zero a tensiunii pe condensator exprimată în Volți. Această valoare este folosită numai atunci când opțiunea UIC este specificată în analiza de regim tranzitoriu.

2.3.4. Dioda semiconductoare

Forma generală:

DXXXXXXXX N+ N- MNAME <AREA> <OFF> <IC=VD>
<TEMP=T>

Exemple:

DBRIDGE 2 10 DIODE1

DCLMP 3 7 DMOD 3.0 IC=0.2

N+ și N- sunt nodurile pozitiv respectiv negativ ale elementului. MNAME este numele modelului, AREA este factorul area, și OFF indică o valoare inițială opțională pentru analiza de curent continuu. Dacă factorul area nu este precizat, acesta va fi presupus 1. Valoarea inițială opțională IC=VD este folosită împreună cu UIC în analiza de regim tranzitoriu. Valoarea inițială opțională TEMP este temperatura la care dispozitivul va funcționa.

Modelul diodei:

.MODEL [model name] D <model parameters>

AIM-Spice are 2 modele pentru dioda semiconductoare: Level 1 care este modelul implicit și Level 2. Pentru selecția celui de-al doilea model se va specifica LEVEL=2 în linia model.

Mai jos sunt prezentați parametrii cei mai folosiți ai modelului Level 1:

Nume	Parametru	Unități
	Implicit	
IS	Curentul de saturație (numai pentru Level 1)	A 1.0e-14
RS	Rezistența ohmică	W 0
N	Coeficientul de emisie	- 1
TT	Timpul de tranzit	s 0

2.3.5. Tranzistorul bipolar

Forma generală:

```
QXXXXXXXX NC NB NE <NS> MNAME <AREA> <OFF>
<IC=VBE,VCE> <TEMP=T>
```

Exemple:

```
Q23 10 24 13 QMOD IC=0.6,5.0
```

```
q2 5 4 0 qnd
```

NC, NB și NE sunt nodurile colectorului, bazei și respectiv emitorului. NS este nodul substratului. Dacă acesta nu este precizat se presupune că este legat la masă. MNAME este numele modelului, AREA este factorul area, și OFF indică o valoare inițială opțională pentru analiza de curent continuu. Dacă factorul area nu este precizat, acesta va fi presupus 1. Valoarea inițială opțională IC=VBE,VCE este folosită împreună cu UIC în analiza de regim tranzitoriu. Valoarea inițială opțională TEMP este temperatura la care dispozitivul va funcționa.

Modelul tranzistorului bipolar:

.MODEL [model name] NPN <model parameters>

.MODEL [model name] PNP <model parameters>

Mai jos sunt prezentați parametrii cei mai folosiți ai modelului tranzistorului bipolar:

Nume	Parametru	Unități	Implicit
IS	Curentul de saturație	A	1e-16
BF	Factorul de amplificare pentru RAN	-	100
BR	Factorul de amplificare pentru RAI	-	1
RE	Rezistența emitorului	W	0
RC	Rezistența colectorului	W	0
TF	Timpul de creștere	s	0
TR	Timpul de cădere	s	0

2.3.6. Tranzistorul MOS

Forma generală:

```

MXXXXXXX ND NG NS NB MNAME <L=VALUE>
<W=VALUE> <AD=VALUE>

+ <AS=VALUE> <PD=VALUE> <PS=VALUE> <NRD=VALUE>

+ <NRS=VALUE> <OFF> <IC=VDS,VGS,VBS> <TEMP=T>

```

Exemple:

```
M1 24 2 0 20 TYPE1
```

```
m15 15 15 12 32 m w=12.7u l=207.8u
```

M1 2 9 3 0 MOD1 L=10U W=5U AD=100P AS=100P PD=40U
PS=40U

ND, NG, NS și NB sunt nodurile drenei, grilei, sursei și respectiv substratului. MNAME este numele modelului, L și W sunt lungimea respectiv lățimea canalului în metri. AD și AS sunt ariile de difuzie ale drenei respectiv sursei în metri pătrați. PD și PS sunt perimetrele ariilor de difuzie ale drenei respectiv sursei. NRD și NRS sunt rezistivitățile relative ale drenei respectiv sursei în număr de arii. OFF indică o valoare inițială opțională pentru analiza de curent continuu. Dacă factorul area nu este precizat, acesta va fi presupus 1. Valoarea inițială opțională IC=VDS, VGS, VBS este folosită împreună cu UIC în analiza de regim tranzitoriu. Valoarea inițială opțională TEMP este temperatura la care dispozitivul va funcționa.

Modelul tranzistorului MOS:

.MODEL [model name] NMOS <model parameters>

.MODEL [model name] PMOS <model parameters>

AIM-Spice suportă 17 modele pentru tranzistorul MOS. Parametrul LEVEL precizează care model va fi utilizat. Modelul implicit este LEVEL=1.

2.4. Subcircuite

2.4.1. Definiția subcircuitelor

Atunci când un circuit conține mai multe blocuri identice sau subcircuite, este convenabil să se scrie o singură dată respectivul bloc și apoi acesta să fie apelat de câte ori este nevoie. Circuitele digitale, spre exemplu, sunt ușor de descris în acest fel.

Un subcircuit este definit ca și un bloc de linii care începe cu linia `.SUBCKT` și se termină cu linia `.ENDS`. Între aceste linii, vor fi unul sau mai multe dispozitive, modele, apeluri ale altor subcircuite și chiar definiții de noi subcircuite. După ce un subcircuit a fost definit, acesta va putea fi apelat ca și un dispozitiv având un nume care începe cu litera “X”.

Nodurile pot fi definite ca și terminale ale subcircuit, făcând posibilă conectarea acestuia cu restul circuitului. Numele nodurilor folosite în definiția subcircuitului sunt nume locale, și nu vor intra în conflict cu numele nodurilor globale din circuitul principal.

Forma generală:

```
.subckt [subcircuit name] n1 n2 n3 ... <PARAM: PAR=VAL ...>
```

Exemplu:

```
.subckt opamp 1 2 3 4 5
```

Definiția unui subcircuit începe cu linia `.SUBCKT`. Subcircuit name este numele subcircuitului folosit atunci când este apelat. `n1`, `n2`, ... sunt nodurile externe excluzând “0” care este nodul de masă. `PARAM` este cuvântul cheie care indică alocarea parametrilor în interiorul definiției subcircuitului. `PAR = VAL` specifică faptul că parametrul `PAR` are asignată valoarea `VAL` în interiorul subcircuitului în cazul în care nu este asignată o altă valoare atunci când subcircuitul este instanțiat.

Grupul de elemente care urmează după linia `.SUBCKT` definește topologia subcircuitului. Definiția subcircuitului este terminată de linia `.ENDS`. Nu sunt permise linii de control în definiția subcircuitului. O definiție de subcircuit poate conține alte definiții de subcircuite, modele de dispozitive, sau apeluri ale altor subcircuite. Modelele dispozitivelor și definițiile subcircuitelor

în interiorul definiției unui subcircuit sunt locale acelui subcircuit și nu sunt disponibile în afara acestuia. Nodurile folosite într-un subcircuit sunt de asemenea locale, excepție făcând nodul “0” (masa) care este întotdeauna global.

Exemplu:

```
.SUBCKT INV 1 2 3
M1 3 2 1 1 MOSP W=24U L=1.4U
M2 3 2 0 0 MOSN W=12U L=1.0U
.ENDS
```

Acest exemplu descrie un inversor CMOS definit ca și subcircuit.

2.4.2. Apelul subcircuitelor

Forma generală:

```
XXXXXXXXY N1 <N2 ...> SUBNAME <PAR=VAL>
<PAR={EXPRESSION}>
```

Exemplu:

```
X1 2 4 17 3 1 MULTI
```

O linie care începe cu litera “X” este folosită pentru apelul (instanțierea) unui subcircuit care a fost definit folosind opțiune .SUBCKT.

N1, N2, ... sunt numele nodurilor circuitului principal la care va fi conectat subcircuitul. SUBNAME este numele subcircuitului care va apelat, așa cum este specificat în linia .SUBCKT. <PAR = VAL> și <PAR={EXPRESSION}> specifică faptul că parametrul PAR are asignată o valoare în interiorul subcircuitului. Această asignare a parametrului suprascrie orice asignare din definiția subcircuitului.

2.5. Surse independente de tensiune

Forma generală:

```
VXXXXXXXX N+ N- <<DC> DC/TRAN VALUE> <AC <ACMAG
<ACPHASE>>>

+ <DISTOF1 <F1MAG <F1PHASE>>> <DISTOF2 <F2MAG
<F2PHASE>>>
```

Exemple:

```
vin 21 0 pulse(0 5 1ns 1ns 1ns 5us 10us)
vcc 10 0 dc 6
vmeas 12 9
```

N+ și N- sunt nodurile pozitiv respectiv negativ ale sursei. De remarcat faptul că sursele de tensiune nu trebuie legate la masă. Dacă se introduce o sursă de tensiune cu valoarea zero, aceasta va putea fi folosită ca și un Ampermetru.

DC/TRAN este valoarea sursei pentru analizele de curent continuu sau de regim tranzitoriu. Valoarea poate fi omisă dacă este zero atât pentru analiza de curent continuu cât și pentru analiza de regim tranzitoriu. Dacă sursa nu este variabilă în timp, valoarea ei poate fi prefixată cu DC.

ACMAG este valoarea amplitudinii sursei și ACPHASE este valoarea fazei sursei pentru analiza de curent alternativ. Dacă ACMAG este omisă după cuvântul cheie AC, aceasta va fi considerată implicit la valoarea 1. Dacă ACPHASE este omisă, aceasta va fi considerată implicit la valoarea 0.

DISTOF1 și DISTOF2 sunt cuvintele cheie care specifică faptul că sursa independentă are intrări care distorsionează la frecvențele F1 și respectiv F2. Aceste cuvinte cheie pot fi urmate de două valori opționale reprezentând

amplitudinea și faza. Valorile implicite ale amplitudinii și fazei sunt 1.0 și respectiv 0.0.

Pentru toate sursele independente pot fi definite valori variabile în timp pentru analiza de regim tranzitoriu. Dacă o sursă are definită o valoare variabilă în timp, valoarea la momentul de timp $t=0$ este folosită în timpul analizei de curent continuu. Există 5 funcții predefinite pentru surse variabile: pulse, exponent, sinusoidal, piece-wise linear, și single frequency FM. Dacă parametrii sunt omiși, vor fi considerate valorile implicite. DT și T2 sunt incrementul de timp și timpul final în analiza de regim tranzitoriu.

Pulse

Forma generală:

PULSE(V1 V2 TD TR TF PW PER)

Parametru	Valoarea implicită	Unitate
V1 (valoarea inițială)	-	V
V2 (valoarea pulsului)	-	V
TD (timpul de întârziere)	0.0	s
TR (timpul de creștere)	DT	s
TF (timpul de cădere)	DT	s
PW (lățimea pulsului)	T2	s
PER (perioada)	T2	s

Exemplu:

VIN 3 0 PULSE(1 5 1S 0.1S 0.4S 0.5S 2S)

Sinus

Forma generală:

SIN(V0 VA FREQ TD THETA)

Parametru	Valoarea implicită	Unitate
V0 (offsetul)	-	V
VA (amplitudinea)	-	V
FREQ (frecvența)	1/T2	Hz
TD (întârzierea)	0.0	s
THETA(factorul de amortizare)	0.0	1/s

Exemplu:

VIN 3 0 SIN(2 2 5 1S 1)

Exponent

Forma generală:

EXP(V1 V2 TD1 TAU1 TD2 TAU2)

Parameteru	Valoarea implicită	Unitate
V1 (valoarea inițială)	-	V
VA (valoarea pulsului)	-	V
TD1(timpul de întârziere la creștere)	0.0	s
TAU1(constanta de timp de creștere)	DT	s
TD2 (timpul de întârziere la cădere)	TD1+DT	s
TAU2 (constanta de timp de cădere)	DT	s

Exemplu:

VIN 3 0 EXP(1 5 1S 0.2S 2S 0.5S)

Piece-wise Linear

Forma generală:

PWL(T1 V1 <T2 V2 T3 V3 T4 V4 T5 V5>)

Parametrii și valorile implicite:

Fiecare pereche de valori (Ti, Vi) specifică faptul că valoarea sursei este Vi la momentul de timp Ti. Valoarea sursei între aceste valori este calculată folosind interpolare liniară.

Exemplu:

VCLOCK 7 5 PWL(0 0 1 0 1.2 4 1.6 2.0 2.0 5.0 3.0 1.0)

Single frequency FM

Forma generală:

SFFM(V0 VA FC MDI FS)

Parameteru	Valoarea implicită	Unitate
V0 (offsetul)	-	V
VA (amplitudinea)	-	V
FC (Frecvența purtătoarei)	1/T2	Hz
MDI (indicele de modulație)	-	-
FS (frecvența semnalului)	1/T2	Hz

Exemplu:

VIN 12 0 SFFM(2 1 2 5 0.2)

Circuite Analogice și Numerice.

Aplicații practice