

Electronica analogică

Table of Contents

- 1. Amplificatoare
 - 1.1. Circuite electrice și circuite electronice
 - 1.2. Elemente active și elemente pasive
 - 1.3. Amplificatorul
 - 1.4. Factorul de amplificare
 - 1.5. Decibelul
- 2. Fizica semiconductorilor
 - 2.1. Fizica cuantică
 - 2.2. Valența și structura cristalină
 - 2.3. Teoria benzilor de energie
 - 2.4. Electroni și goluri
 - 2.5. Joncțiunea P-N
 - 2.6. Dioda
 - 2.7. Tranzistorul bipolar cu joncțiune (BJT)
 - 2.8. Tranzistorul cu efect de câmp (JFET)
 - 2.9. Tranzistorul cu efect de câmp cu poartă izolată (MOSFET)
 - 2.10. Tiristorul
- 3. Dioda
 - 3.1. Principiul de funcționare
 - 3.2. Verificarea diodei cu ajutorul ohmmetrului
 - 3.3. Parametrii diodei
 - 3.4. Circuite redresoare
 - 3.5. Dioda Zener
- 4. Tranzistorul
 - 4.1. Introducere
 - 4.2. Tranzistorul pe post de întrerupător
 - 4.3. Verificarea tranzistorului cu ohmmetrul
 - 4.4. Zona activă de funcționare a tranzistorului
 - 4.5. Amplificator cu tranzistor în conexiune emitor comun
 - 4.6. Amplificator cu tranzistor în conexiune colector comun
 - 4.7. Amplificator cu tranzistor în conexiune bază comună
 - 4.8. Amplificatoare clasa A, B, AB, C și D
 - 4.9. Punctul static de funcționare al tranzistorului
 - 4.10. Metode de polarizare ale tranzistorului
 - 4.11. Cuplajul de intrare și cuplajul de ieșire
 - 4.12. Amplificatoare cu reacție
- 5. Dispozitive multijoncțiune
 - 5.1. Histerezis
 - 5.2. Tuburi electronice cu descărcare în gaze
 - 5.3. Dioda Shockley
 - 5.4. DIAC-ul
 - 5.5. Tiristorul
 - 5.6. TRIAC-ul
 - 5.7. Optotiristorul
- 6. Amplificatorul operational
 - 6.1. Introducere
 - 6.2. Amplificatorul cu potențial de referință și amplificatorul
 - 6.3. Amplificatorul operațional
 - 6.4. Reacția negativă
 - 6.5. Reacția prin divizor de tensiune
 - 6.6. Amplificatorul tensiune-curent
 - 6.7. Circuite sumatoare și de mediere
 - 6.8. Realizarea unui amplificator diferențial
 - 6.9. Amplificatorul de instrumentație
 - 6.10. Circuite de derivare și integrare
 - 6.11. Reacția pozitivă

1 Amplificatoare

1.1 Circuite electrice și circuite electronice

Circuitele electrice reprezintă conexiuni ale conductorilor electrici cu elemente de circuit, în cadrul cărora are loc o deplasare uniformă de electroni. Circuitele electrice adaugă o nouă dimensiune circuitelor electrice, prin faptul că deplasarea electronilor este *controlată*, într-o oarecare măsură, de un semnal electric adițional, fie sub formă de curent, fie sub formă de tensiune. Controlul curentului nu este neapărat specific electronicii. Întrerupătoarele și potențiometrele controlează și ele deplasarea

electronilor. Prin urmare, diferența dintre electric și electronic este dată de modul în care acest control este exercitat în circuit, și nu neapărat de existența sa absența acestuia. Întrerupătoarele și potențiometrele controlează curentul mecanic, printr-un element acționat de o anumită forță fizică externă circuitului. În electronică, pe de altă parte, avea de a face cu elemente speciale, capabile să controleze curentul cu ajutorul unui alt curent, sau prin aplicarea unei tensiuni statice. Cu alte cuvinte, într-un circuit electronic, *curentul controlează curentul*.

Din punct de vedere istoric, precursorul electronicii moderne a fost inventat de Thomas Edison în 1880 pe când dezvoltă becul cu incandescență. Edison a descoperit că există un curent electric între filamentul becului și o placă metalică instalată în interiorul învelișului vidat (figura de jos (b)). Astăzi, acest comportament este cunoscut sub numele de „efectul Edison”. Bateria este necesară doar pentru încălzirea filamentului. Dacă am folosi orice altă modalitate de încălzire a filamentului, efectul ar fi același.

În 1904, John Fleming a descoperit că introducerea în circuit a unui curent extern (bateria atașată plăcii, figura de mai sus (b)) se poate realiza doar într-o singură direcție, de la filament la placă, dar nu și invers. Această înveție este cunoscută sub numele de „dioda cu vid”, folosită pentru transformarea (redresarea) curentului alternativ în curent continuu. Adăugarea celui de al treilea electrod de către Lee DeForest (figura de mai sus (c)), a făcut posibil controlul curentului de la filament la placă cu ajutorul unui semnal mai mic. Înveția *tubului cu vid* de către DeForest a marcat practic începutul erei electronice.

Tehnologia electronicii a cunoscut o revoluție în anul 1948, odată cu invenția *tranzistorului*. Acest component electric minuscul joacă același rol ca și un tub cu vid, dar ocupă un loc mult mai mic și este mult mai ieftin. Tranzistorii realizează controlul curentului cu ajutorul materialelor *semiconductoare* și nu prin vid.

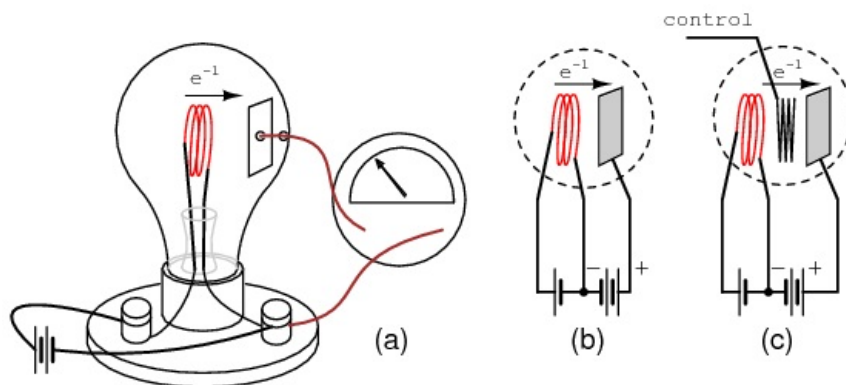


Figure 1: efectul Edison

1.2 Elemente active și elemente pasive

Un element de circuit *activ* este orice tip de component ce poate controla deplasarea electronilor (curentul) pe cale electrică. Pentru ca un circuit să poarte numele de circuit electronic, aceste trebuie să conțină cel puțin un astfel de element activ. Componentele ce nu pot controla curentul prin intermediul unui alt semnal electric, sunt denumite elemente de circuit *pasive*. Rezistorii, condensatoarele, bobinele, transformatoarele și chiar și diodele, toate sunt considerate elemente de circuit pasive. Elementele active includ, printre altele, tuburile cu vid, tranzistoarele, redresoarele cu semiconductoare, și triacurile.

Toate dispozitivele active controlează curentul prin ele. Unele dispozitive active realizează acest lucru prin intermediul unei tensiuni, iar altele prin intermediul curentului. Cele care utilizează o tensiune statică ca și semnal de control, sunt denumite dispozitive *controlate în tensiune*. Cele care folosesc un alt curent pentru controlul curentului în cauză sunt cunoscute sub numele de dispozitive *controlate în curent*. Tuburile cu vid sunt dispozitive controlate în tensiune iar tranzistoarele pot fi de ambele tipuri.

1.3 Amplificatorul

Practic, elementele active sunt folosite pentru proprietatea lor de *amplificare*. Indiferent dacă dispozitivul în cauză este controlat în tensiune sau în curent, puterea necesară pentru semnalul de control este de obicei mult mai mică decât puterea disponibilă în curentul controlat. Cu alte cuvinte, un element activ nu permite pur și simplu controlul curentului de către curent, ci, face posibil controlul unui curent mare de către un curent mic.

Datorită acestei diferențe dintre puterea *controlată* și puterea *controlatoare*, elementele active de circuit pot fi folosite pentru comanda unei cantități mari de putere (controlată) de către o cantitate mică de putere (controlatoare). Acest comportament poartă numele de *amplificare*.

O lege fundamentală a fizicii, cea a conservării energiei, spune că energia nu poate fi creată dar nici distrusă. Dacă această lege este adevărată, atunci construirea unui dispozitiv care să ia o cantitate mică de energie și să o transforme într-o cantitate mare de energie, pe cale magică, nu este posibilă. Toate mașinile, incluzând circuitele electrice și electronice, au o eficiență maximă de 100%. În cele mai fericite cazuri, puterea de intrare este egală cu puterea de ieșire:



Figure 2: eficiența unei mașini ideale este de 100%, dar nu poate fi mai mare de atât

În realitate însă, de cele mai multe ori, mașinile nu ating nici măcar această limită superioară, deoarece o parte din energia de intrare se pierde sub formă de căldură radiată în spațiul din jur, iar această energie pierdută nu se regăsește în valoarea energiei de ieșire.



$$\text{Eficiența} = \frac{P_{\text{ieșire}}}{P_{\text{intrare}}} < 1 = \text{eficiență sub } 100\%$$

Figure 3: eficiența unei mașini reale este sub 100%, datorită pierderilor sub formă de căldură

Au existat numeroase încercări, fără succes însă, de a proiecta și construi o mașină a cărei putere de ieșire să fie mai mare decât puterea de intrare. Acest lucru nu doar că ar viola legea conservării energiei, dar ar duce lumea într-o revoluție tehnologică fără precedent, deoarece acest tip de mașină s-ar putea alimenta singură, într-o buclă circulară, și ar putea genera putere „gratuită”. Această mașină este cunoscută sub numele de *perpetuum mobile*.

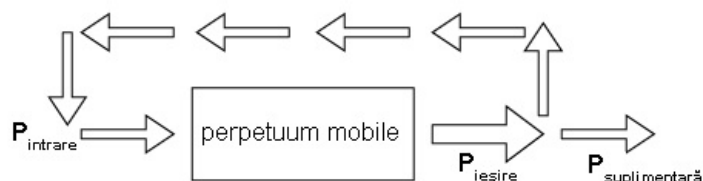
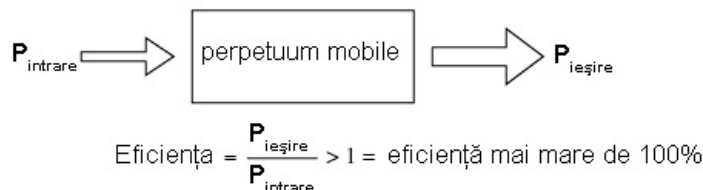


Figure 4: eficiența unui perpetuum mobile este de peste 100%

Deși au existat multe încercări în acest domeniu, până acum nu s-a reușit construirea unei mașini capabile să se alimenteze singură, cu propria ei energie plus generarea unei energii suplimentare.

Totuși, există o gamă de mașini denumite *amplificatoare*, în cadrul cărora, semnalele de putere mică de la intrare sunt „transformate” (cu ajutorul unei surse externe de putere) în semnale de ieșire de o putere mult mai mare. Pentru a înțelege cum pot amplificatoarele să existe fără a viola legea conservării energiei, trebuie să înțelegem modul de funcționare al dispozitivelor active. Pentru că elementele active de circuit pot *controla* cantități mari de putere electrică cu ajutorul unei cantități mici de putere electrică, acestea pot fi utilizate în circuite pentru dublicarea formei semnalului de intrare cu ajutorul unei surse externe de putere electrică. Rezultatul este un dispozitiv ce pare a transforma pe cale magică un semnal electric de putere mică într-un semnal identic, dar de o putere/amplitudine mai mare. Legea conservării energiei nu este violată, deoarece puterea adițională este introdusă în circuit de o sursă externă, de obicei o baterie de curent continuu sau o sursă echivalentă. Amplificatorul nu crează și nici nu distruge energie, ci doar o „remodelează” într-o formă de undă dorită:

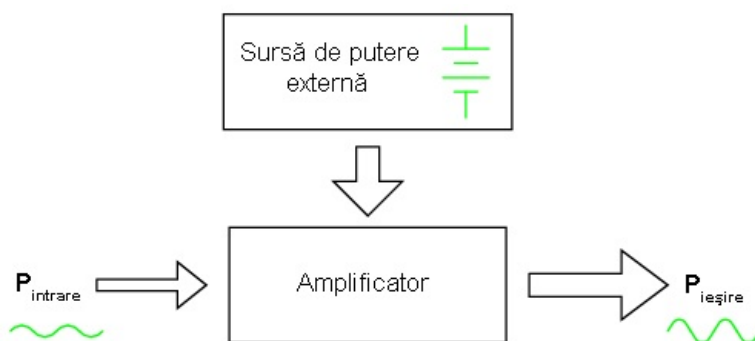


Figure 5: schema bloc de principiu al unui amplificator electronic

Cu alte cuvinte, abilitatea de control al curentului pe care elementele active le posedă, este folosită pentru „transformarea” puterii de curent continuu dintr-o sursă externă în aceeași formă de undă precum a semnalului de intrare, forma semnalului produs la ieșire fiind în acest caz identică cu cea de la intrare, dar de o amplitudine mult mai mare. Tranzistorul, sau alte dispozitive active conținute într-un amplificator, formează pur și simplu o *copie* a formei de undă a semnalului de intrare cu ajutorul sursei externe de curent continuu „brute”.

Eficiența amplificatoarelor, precum este cazul tuturor mașinilor, este limitată la un maxim de 100%. De obicei, amplificatoarele electronice au o eficiență mult sub acest nivel, datorită pierderilor considerabile de energie sub formă de căldură.

1.4 Factorul de amplificare

Deoarece amplificatoarele pot să mărească amplitudinea semnalului de intrare, ar fi foarte util dacă am descrie această proprietate a lor printr-un raport ieșire/intrare, raport ce poartă numele de *factor de amplificare*, sau *amplificare*. Acest factor nu are unitate de

măsură, fiind un raport dintre două mărimi cu aceeași unitate de măsură. Matematic, simbolul amplificării este „A”. De exemplu, dacă la intrarea unui amplificator avem un semnal de tensiune alternativă efectivă de 2 V, iar la ieșire avem o tensiune alternativă efectivă de 30 V, spunem că factorul de amplificare în tensiune al amplificatorului este de 15, adică 30 împărțit la 2.

$$A_V = \frac{V_{ieșire}}{V_{intrare}}$$

$$A_V = \frac{30 \text{ V}}{2 \text{ V}}$$

$$A_V = 15$$

Figure 6: calcule matematice

Prin aceeași metodă, dacă știm factorul de amplificare și amplitudinea semnalului de intrare, putem calcula amplitudinea semnalului de ieșire. De exemplu, dacă un amplificator cu un factor de amplificare în curent alternativ de 3.5, are la intrare un semnal de 28 mA efectiv, semnalul de ieșire va fi 98 mA efectiv, sau $3.5 * 28 \text{ mA}$.

$$I_{ieșire} = (A_I)(I_{intrare})$$

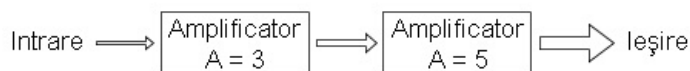
$$I_{ieșire} = (3.5)(28 \text{ mA})$$

$$I_{ieșire} = 98 \text{ mA}$$

Figure 7: calcule matematice

În exemplele de mai sus, toate semnalele și amplificările au fost considerate în curent alternativ. Trebuie menționat un principiu important: amplificatoarele electronice răspund diferit semnalelor de intrare în curent alternativ și curent continuu, iar amplificarea celor două poate să fie diferită. Înainte de a putea face calculele amplificărilor, trebuie să înțelegem cu ce semnale avem de a face în primul rând, alternative sau de continuu.

Dacă conectăm mai multe amplificatoare în etaje, factorul de amplificare totale va fi egal cu produsul amplificărilor individuale. În figura de mai jos, un semnal de 1 V este aplicat intrării unui amplificator cu factorul de amplificare 3. Ieșirea acestuia, de 3 V, este introdusă la intrarea unui amplificator cu factorul de amplificare 5, semnalul de la ieșire fiind 15 V:



Factorul de amplificare total = $3 * 5 = 15$

Figure 8: schema bloc de principiu al legării amplificatoarelor în etaje; amplificarea finală este produsul amplificărilor individuale

1.5 Decibelul

În cea mai simplă formă, factorul de amplificare al amplificatorului este un raport dintre semnalul de ieșire și cel de intrare, fiind o mărime fără unitate de măsură. Totuși, există o unitate de măsură pentru reprezentarea amplificării, și anume, *bel*-ul.

Ca și unitate, bel-ul a fost folosit pentru reprezentarea pierderilor de putere din liniile telefonice, și nu pentru reprezentarea amplificărilor. Unitatea poartă numele inventatorului scoțian, Alexander Graham Bell, a cărui muncă fundamentală a dus la dezvoltarea sistemelor telefonice. Sub forma sa originală, bel-ul reprezenta cantitatea de semnal pierdută datorită rezistenței pe o anumită lungime de conductor electric. Acum, acesta este definit ca logaritm din baza zece a raportului dintre semnalul de ieșire și cel de intrare:

$$A_{P(\text{raport})} = \frac{P_{ieșire}}{P_{intrare}}$$

$$A_{P(\text{bel})} = \log \frac{P_{ieșire}}{P_{intrare}}$$

Figure 9: formula de calcul pentru bel

Deoarece bel-ul este o unitate logaritmică, acesta este ne-liniar. Să considerăm următorul tabel, ca și o comparație între pierderile de putere exprimate sub formă de raport și aceleași pierderi exprimate sub formă de bel:

Comparație amplificări / pierderi exprimate sub formă de raport și bel

$\frac{P_{\text{ieșire}}}{P_{\text{intrare}}}$	$\log \frac{P_{\text{ieșire}}}{P_{\text{intrare}}}$	$\frac{P_{\text{ieșire}}}{P_{\text{intrare}}}$	$\log \frac{P_{\text{ieșire}}}{P_{\text{intrare}}}$
1000	3 B	0.1	-1 B
100	2 B	0.01	-2 B
10	1 B	0.001	-3 B
1	0 B	0.0001	-4 B

Figure 10: tabel; comparația între pierderile de putere exprimate sub formă de raport și aceleași pierderi de putere exprimate în bel

Mai târziu a fost realizat faptul că bel-ul este o unitate de măsură prea mare pentru a fi utilizată direct; prin urmare, a început să fie folosit tot mai des prefixul metric *deci* (1/10, sau 10^{-1}), și anume /deci/bel-ul, sau dB. Astăzi, expresia „dB” este atât de răspândită încât majoritatea nu relaizează că aceasta este o combinație dintre „deci” și „bel”, sau că măcar există o unitate de măsură numită „bel”. Următorul tabel este asemănător celui precedent, dar de data aceasta valorile sunt exprimate în dB:

Comparație amplificări / pierderi exprimate sub formă de raport și decibel

$\frac{P_{\text{ieșire}}}{P_{\text{intrare}}}$	$10 \log \frac{P_{\text{ieșire}}}{P_{\text{intrare}}}$	$\frac{P_{\text{ieșire}}}{P_{\text{intrare}}}$	$10 \log \frac{P_{\text{ieșire}}}{P_{\text{intrare}}}$
1000	30 dB	0.1	-10 dB
100	20 dB	0.01	-20 dB
10	10 dB	0.001	-30 dB
1	0 dB	0.0001	-40 dB

Figure 11: tabel; comparația între pierderile de putere exprimate sub formă de raport și aceleași pierderi de putere exprimate în decibeli

2 Fizica semiconductorilor

2.1 Fizica cuantică

Invenția dispozitivelor semiconductoare a constituit cu siguranță o nouă revoluție industrială. Aceste dispozitive au făcut posibilă miniaturizarea aparatelor electronice, incluzând calculatoarele personale, dezvoltarea echipamentelor medicale de diagnostică și tratament, apariția dispozitivelor de telecomunicații moderne și multe altele.

Dar în spatele acestor realizări remarcabile se află o altă revoluție a științei în general: *fizica cuantică*. Fără această nouă înțelegere a lumii, dezvoltarea dispozitivelor semiconductoare nu ar fi fost posibilă. Fizica cuantică este însă un domeniu al științei extrem de complicat, iar acest capitol reprezintă doar o mică introducere. Fără o înțelegere de bază a fizicii cuantice, sau cel puțin o înțelegere a descoperirilor științifice ce au dus la formularea acesteia, este imposibilă înțelegerea funcționării dispozitivelor electronice semiconductoare. Majoritatea textelor de electronică încearcă să explice semiconductorii cu ajutorul fizicii „clasice”, lucru ce duce la o confuzie și mai mare, nu la înțelegerea subiectului.

1. Modelul atomului

Majoritatea dintre noi am văzut modele ale atomului care arată aproximativ astfel:

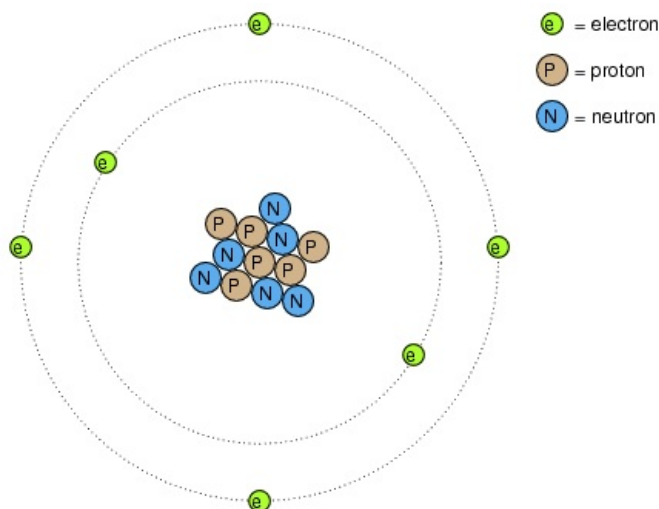


Figure 12: modelul lui Rutherford al atomului; electronii orbitează în jurul unui mic nucleu pozitiv

Acesta este cunoscut sub numele de „modelul lui Rutherford”. Centrul atomului este format din particule de materie minuscule denumite *protoni* și *neutroni*; *electronii* orbitează în jurul nucleului precum planetele în jurul Soarelui. Nucleul prezintă o sarcină electrică pozitivă datorită prezenței protonilor, neutronii neavând sarcină electrică, iar electronii ce orbitează în jurul nucleului poartă o sarcină negativă, întreg ansamblul fiind astfel echilibrat din punct de vedere al sarcinilor electrice.

Electronii sunt atrași de protoni la fel cu planetele sunt atrase prin intermediu gravitației de Soare, dar orbitele sunt stabile datorită mișcării electronilor. Acest model extrem de popular al atomului a fost prezentat pentru prima dată de Ernest Rutherford, ce a determinat pe cale experimentală, în jurul anului 1911, că sarcinile pozitive ale atomului sunt concentrate într-un nucleu dens și de dimensiuni reduse, în contradicție cu modelul propus de J.J. Thompson, care susținea că aceste sarcini sunt distribuite egal în interiorul atomului.

Experimentul de împrăștiere al lui Rutherford a presupus bombardarea unei foițe subțiri de aur cu particule Alfa, încărcate pozitiv. Rezultatele au fost neașteptate. O mică parte din particule au fost deviate la unghiuri foarte mari. Câteva dintre particulele Alfa au fost deviate înapoi, la aproape 180°, dar majoritatea particulelor au trecut pur și simplu prin folia de aur nedeviate, indicând faptul că cea mai mare parte a foliei era compusă din aer. Faptul că o mică parte a particulelor Alfa au fost deviate la unghiuri foarte mari nu se putea explica decât prin prezența unui nucleu minuscule, încărcat cu sarcină pozitivă.

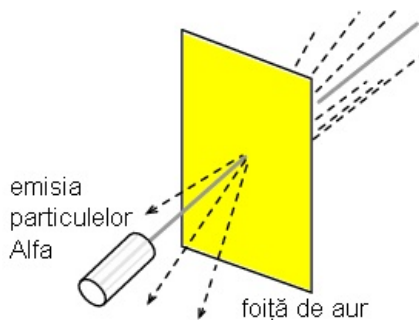


Figure 13: Experimentul de împrăștiere al lui Rutherford; bombardarea unei foițe de aur cu particule Alfa încărcate pozitiv

Cu toate că acest model al atomului era mai precis decât cel al lui Thompson, totuși, nici acesta nu era perfect. Au fost întreprinse, prin urmare, noi experimente pentru determinarea structurii atomice corecte, iar aceste eforturi au dus la descoperirile bizare ale fizicii cuantice. Astăzi, modelul atomului, așa cum este el înțeles cel puțin, este destul de complex. Totuși, comparația atomului „lui Rutherford” cu sistemul solar continuă să domine chiar și în mediile academice.

De exemplu, următoarea descriere este luată dintr-o carte de electronică:

/Electronii negativi ce orbitează în jurul nucleului pozitiv sunt atrași de acesta, ceea ce ne face să ne întrebăm: de ce electronii nu cad pe nucleul atomului? Răspunsul este că electronii rămân pe orbitele lor stabile datorită existenței celor două forțe egale și de sens contrar: forța centrifugă exercitată asupra electronilor aflați în mișcare pe orbite ce anulează forța centripetă ce atrage electronii spre nucleu datorită sarcinilor opuse./

Urmând modelul lui Rutherford, autorul consideră electronii ca fiind bucăți solide de materie ce se deplasează pe orbite circulare, atracția față de nucleul încărcat cu o sarcină de semn contrar fiind balansată de mișcarea lor. Referirea la „forța centrifugă” nu este corectă din punct de vedere tehnic (nici chiar pentru planete), dar este ușor de trecut cu vederea datorită popularității ei. În realitate, nu există nicio forță care să împingă un corp, *orice* corp, departe de centrul orbitei acestuia.

„Iluzia” este dată de faptul că un corp ce are inerție tinde să se deplaseze în linie dreaptă, iar din moment ce o orbită este o deviație (acclerație) a deplasării în linie dreaptă, există tot timpul o opoziție față de forța de atracție a corpului spre centrul orbitei, fie că este forța gravitațională, atracție electrostatică, sau orice altă forță.

Însă, adevărata problemă a acestei explicații este ideea că orbitele electronilor sunt circulare. Faptul că sarcinile electrice accelerate emit radiație electromagnetică se știe încă de pe vremea lui Rutherford, iar acest lucru se poate dovedi pe cale experimentală. Din moment ce mișcare orbitală este o formă de accelerație (corpul ce orbitează este într-o accelerație constantă față de mișcarea normală, liniară), electronii aflați în stare de orbitare ar trebui să „arunce” radiație precum o roată aflată în noroi. Dacă electronii ar pierde energie în acest mod, aceștia s-ar apropia din ce în ce mai mult de nucleu, rezultatul fiind o coliziune cu nucleul pozitiv. Totuși, acest lucru nu se întâmplă în general în atomi. Într-adevăr, orbitele electronilor sunt extrem de stabile.

Mai mult decât atât, experimentele cu atomi „excitați” au demonstrat că energia electromagnetică emisă de un atom posedă doar anumite frecvențe specifice. Atomii excitați de influențe externe, precum lumina, absorb această energie și emit unde electromagnetice de frecvențe specifice. Când energia emisă de un atom este descompusă în frecvențele sale (culori) cu

ajutorul unei prisme, spectrul culorilor este compus din linii distincte, acestea fiind unice elementului respectiv. Acest fenomen este în general folosit pentru identificarea elementelor atomice, și chiar și pentru determinarea proporțiilor fiecărui element dintr-o compoziție chimică. Conform modelului lui Rutherford și a legilor fizicii clasice, domeniu frecvențelor acestor atomi excitați ar trebui să fie practic nelimitat. Cu alte cuvinte, dacă modelul lui Rutherford ar fi fost corect, spectrul luminii emise de oricare atom ar apărea ca o bandă continuă de culori și nu doar sub forma câtorva linii distincte.

Niels Bohr a încercat să îmbunătățească modelului lui Rutherford după ce a studiat o perioadă de câteva luni în laboratorul acestuia în 1912. Încercând să armonizeze și descoperirile celorlalți fizicieni, precum Max Plank și Albert Einstein, Bohr a sugerat că fiecare electron posedă o anumită energie specifică, iar orbitele lor sunt *cuantificate* astfel că fiecare dintre electroni poate ocupa doar anumite locuri în jurul nucleului. Pentru a scăpa de implicațiile mișcării electronilor datorită legilor electromagnetismului și a particulelor accelerate, Bohr a considerat aceste orbite (*orbitali*) ca fiind staționare.

Cu toate că încercarea lui Bohr de reconstruire a structurii atomului în termeni cât mai apropiați de rezultatele experimentale, a constituit un pas foarte important pentru fizică, acesta nu a fost totuși complet. Analizele sale matematice au condus la predicții mult mai bune a evenimentelor experimentale decât modelele precedente ale atomului, dar câteva întrebări despre modul ciudat al comportamentului electronilor încă nu își găsiseră răspunsul. Susținerea faptului că electroni existau în stări staționare și cuantificate în jurul nucleului era un pas înainte, dar motivul pentru care electronii se comportau astfel nu era încă cunoscut. Răspunsul acestor întrebări avea să-l dea un alt fizician, Louis de Broglie., cu aproximativ zece ani mai târziu. De Broglie a propus că electronii, precum fotonii (particule de lumină), manifestă atât proprietăți ale particulelor cât și proprietăți ale undelor. Bazându-se pe această interpretare, acesta a sugerat că o analiză a orbitalilor electronilor din punct de vedere al undelor și nu al particulelor, ar răspunde mai multor întrebări legate de natura lor. Într-adevăr, acesta a reprezentat un nou pas în dezvoltarea unui model al atomului.

Ipoteza lui de Broglie a făcut posibilă introducerea suportului matematic și analogiilor fizice pentru stările cuantificate ale electronilor dintr-un atom, dar nici modelul acestuia nu era complet. În decurs de câțiva ani însă, fizicienții Werner Heisenberg și Erwin Schrodinger, fiecare lucrând individual, au creat un model matematic mult mai riguros pentru particulele subatomice, plecând de la conceptul dualității undă-particulă a lui de Broglie.

Avansul teoretic de la modelul staționar al undei propus de Broglie la modelul matricial al lui Heisenberg la ecuațiile diferențiale ale lui Schrodinger, este cunoscut sub numele de *mechanică cuantică* și introduce o caracteristică aparent șocantă a lumii particulelor subatomice, și anume *probabilitatea* sau *incertitudinea*. Conform teoriei mecanicii cuantice, poziția exactă și momentul exact al particulelor sunt imposibil de determinat în același timp. Explicația acestui „principiu al incertitudinii” constă într-o eroare de măsură cauzată de obicei de procesul de măsurare, și anume, prin încercarea de măsurare exactă a poziției unui electron, are loc o interferență cu momentul acestuia și prin urmare nu putem ști care a fost momentul acestuia înainte de efectuarea măsurătorii, și invers. Implicația suprinzătoare a mecanicii cuantice este că particulele nu au de fapt o poziție și un moment precis, ci aceste două cantități sunt echilibrate astfel încât incertitudinea lor combinată nu scade niciodată sub o anumită valoare minimă.

Valoarea minimă a incertitudinii poziției și momentului unei particule, exprimată de Heisenberg și Schrodinger, nu are nimic de a face cu aparatele de măsură „neperformante”, ci este o proprietate intrinsecă a dualității undă-particulă. Electronii, prin urmare, nu există în orbitele lor ca și „bucăți” de materie precis delimitate, și nici măcar sub formă de unde bine delimitate, ci sub formă de *nori* cu o distribuție de probabilități, ca și cum fiecare electron ar fi „împrăștiat” pe o suprafață mare de poziții și momente.

Poziția radicală conform căreia, electronii existau sub formă de nori, părea să vină în contradicție cu principiile originale a stărilor cuantificate ale electronilor: faptul că electronii există sub forma „orbitei” discrete și bine definite în jurul nucleului atomului. Această din urmă explicația a fost cea care a dus la constituirea, până la urmă, punctului de placare al mecanicii cuantice. Totuși, comportamentul „cuantic” al electronilor nu depinde de o anumită poziție și moment, ci depinde de cu totul altă proprietate, *numerele cuantice*. Pe scurt, mecanica cuantică înlătură noțiunile „clasice” de poziție și moment absolut înlocuindu-le pe acestea cu noțiuni ce nu au nicio analogie în viața reală.

Cu toate că electronii există sub formă de „nori” cu probabilități distribuite și nu sub formă de materie discretă, acești nori au unele caracteristici ce *sunt* discrete. Oricare electron dintr-un atom poate fi descris de patru numere cuantice, și anume: număr cuantic principal, orbital, magnetic și de spin. Toate aceste numere luate împreună determină starea unui electron la un moment dat.

2. Numărul cuantic principal

Simbolizat prin litera **n**, acest număr descrie *stratul* pe care se află un electron. Învelișul electronic este un spațiu din jurul nucleului atomului, format din straturi, ce determină pozițiile în care electronii pot exista. Electronii se pot deplasa de pe un strat pe altul, dar nu pot exista în regiunile dintre straturi.

Numărul cuantic principal al electronului este un număr întreg pozitiv (1, 2, 3, 4...). Astfel, fiecare electron poate exista pe unul dintre aceste straturi, în funcția de componența atomului. Aceste valori nu au fost alese arbitrar, ci ca urmare a experimentelor cu spectre de lumină: diferitele frecvențe ale luminii emise de atomii de hidrogen excitați, urmează o secvență matematică ce depinde de anumite valori întregi.

Fiecare strat poate susține mai mulți electroni. O analogie a acestei așezări poate fi imaginată dacă luăm în considerare un amfiteatru. Fiecare persoană trebuie să aleagă un rând în care să se așeze (nu se poate așeza *între* rânduri); la fel, fiecare electron trebuie să „aleagă” un anumit strat în care să se „așeze”. Ca și în cazul amfiteatrelor, stratul exterior poate susține mai mulți electroni decât stratul interior, din apropierea nucleului. De asemenea, electronii tind să se „așeze” pe cel mai jos strat disponibil, la fel cum într-un amfiteatru, oamenii caută să se așeze cât mai aproape de scenă (în primul rând). Cu cât numărul stratului (numărul cuantic principal, *n*) este mai mare, cu atât energia electronilor ce-l ocupă este mai mare.

Numărul maxim de electroni dintr-un strat este descris de ecuația $2n^2$, unde este *n* numărul cuantic principal. Astfel, primul strat ($n=1$) poate fi ocupat de doar 2 electroni, cel de al doilea strat ($n=2$) de 8 electroni, al treilea ($n=3$) de 18 electroni.

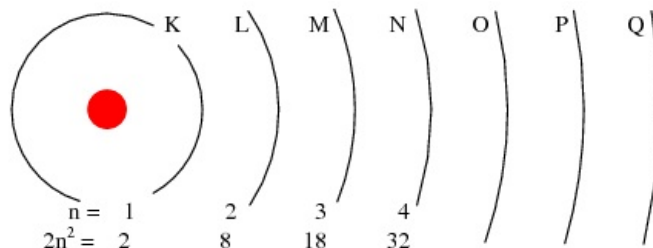


Figure 14: numărul cuantic principal și numărul maxim de electroni pe fiecare strat conform relației $2n^2$

Straturile electronice (de la electron) ale unui atom au fost notate cu litere nu cu cifre. Primul strat ($n=1$) se notează cu litera K, al doilea ($n=2$) cu L, al treilea ($n=3$) cu M, al patrulea ($n=4$) cu M, al cincilea ($n=5$) cu O, al șaselea ($n=6$) cu P și al șaptelea ($n=7$) cu Q.

3. Numărul cuantic orbital

Fiecare strat este compus din *substraturi*. Substraturile sunt regiuni spațiale ce descriu locul în care pot exista „nori” electronici iar forma lor este diferită de la un substrat la altul. Primul substrat are forma unei sfere, dacă îl privim sub forma unui nori de electroni ce „învelește” tridimensional nucleul atomic. Cel de al doilea substrat însă, este compus din doi „lobi” conectați împreună într-un singur punct în apropierea centrului atomului. Al treilea substrat este format dintr-un set de patru „lobi” aranjați în jurul nucleului.

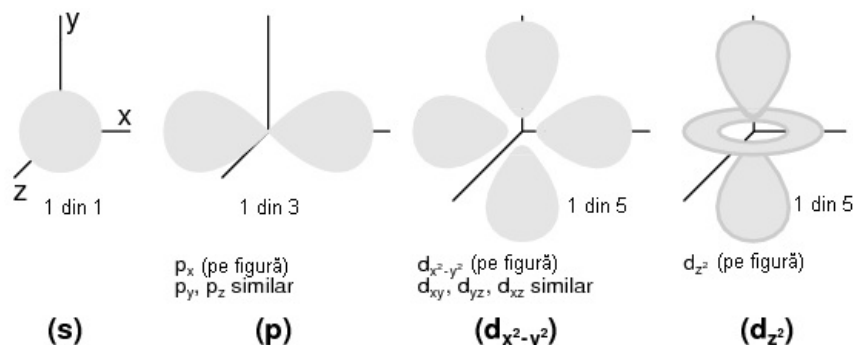


Figure 15: reprezentarea substraturilor sub formă orbitală

Numărul orbital este un număr întreg, la fel ca și numărul principal, doar că include și zero. Aceste numere sunt simbolizate prin intermediul literei **l**. Numărul substraturilor dintr-un strat este egal cu numărul cuantic orbital. Astfel, primul strat ($n=1$) are un substrat, numerotat cu 0; al doilea strat ($n=2$) are două substraturi, 0 și 1; al treilea strat ($n=3$) are trei substraturi, 0, 1 și 2. O altă convenție, foarte des întâlnită, este numerotarea substraturilor prin s ($l=0$), p ($l=1$), d ($l=2$) și f ($l=3$)

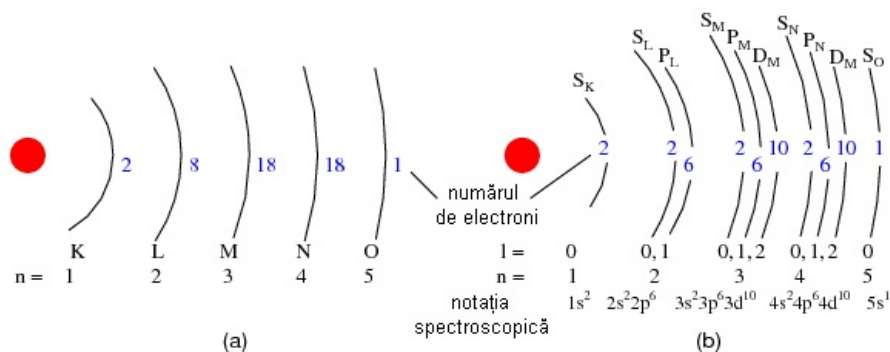


Figure 16: (a) reprezentarea lui Bohr a atomului de argint, (b) reprezentarea substraturilor atomului de Ag; notația spectroscopică

4. Numărul cuantic magnetic

Numărul cuantic magnetic al unui electron determină orientarea formei substratului. „Lobii” substraturile pot fi orientate în mai multe direcții. Aceste orientări diferite poartă numele de *orbitali*. Primul substrat (s ; $l=0$) este o sferă fără posibilitatea de existență a unei direcții, prin urmare, în acest caz, avem doar un orbital. Pentru al doilea substrat (p ; $l=1$) din fiecare strat, „lobii” acestora pot avea trei direcții diferite.

Simbolul numărului magnetic este m_l . Pentru a calcula numărul de orbitali din fiecare strat, înmulțim numărul substratului și adăugăm 1 ($2l + 1$). De exemplu, primul substrat ($l=0$) al oricărui strat, conține un singur orbital, numerotat cu 0; al doilea substrat ($l=1$) al oricărui strat conține trei orbitali, -1, 0, 1; al treilea substrat ($l=2$) conține cinci orbitali, numerotați cu -2, -1, 0, 1 și 2; etc.

5. Numărul cuantic de spin

Proprietatea de „spin” a electronilor a fost descoperită pe cale experimentală. O observație mai atentă a liniilor spectrale a reliefat faptul că fiecare linie este de fapt o pereche de linii foarte apropiate una de cealaltă, ipoteza fiind că această structură este rezultatul spin-ului fiecărui electron în jurul propriei sale axe. Atunci când sunt excitați, electronii cu spin diferit vor emite energie sub frecvențe diferite.

Numărul de spin este simbolizat prin m_s . În fiecare orbital, din fiecare substrat al fiecărui strat, pot exista doi electroni, unul cu spin $+1/2$, iar celălalt cu spin $-1/2$.

6. Principiul de excluziune al lui Pauli

Explicarea așezării electronilor în atom cu ajutorul acestor numere cuantice poartă numele de *principiul de excluziune al lui Pauli*. Acest principiu spune că, în același atom, nu pot exista doi electroni care să ocupe exact aceleași stări cuantice. Cu alte cuvinte, fiecare electron al unui atom posedă un set unic de numere cuantice. Acest lucru impune o limită numărului de electroni ce pot ocupa orice orbital, substrat sau strat.

Mai jos este prezentat aranjamentul electronic al atomului de hidrogen:

	substrat (l)	orbital (m_l)	spin (m_s)	
Stratul K ($n = 1$)	0	0	$1/2$	← 1 electron

Hidrogen
 Numărul atomic (Z) = 1
 (nucleul conține un proton)

Notăția spectroscopică : $1s^1$

Figure 17: aranjamentul electronic al atomului de hidrogen

Cu nucleul format dintr-un singur proton, este suficient un electron pentru ca atomul să atingă echilibrul electrostatic (sarcina electrică pozitivă a protonului este în echilibru cu sarcina electrică negativă a electronului). Acest electron ocupă stratul cel mai de jos ($n=1$), primul substrat ($l=1$), în singurul orbital (orientarea spațială) al acelui substrat ($m_l=0$), cu un spin de $1/2$. O metodă practică și des întâlnită de descriere a acestui aranjament constă în scrierea electronilor în funcție de straturile și substraturile ocupate; această convenție poartă numele de *notația spectroscopică*. Sub această notație, numărul stratului este un număr întreg pozitiv, substratul este o literă (s, p, d, f), iar numărul total de electroni dintr-un substrat (toți orbitalii și spinii incluși) este reprezentat printr-un indice superior. Astfel, hidrogenul, având doar un singur electron în stratul inferior, se poate descrie prin notația $1s^1$.

Trecând la următorul atom (în ordinea numărului atomic), avem elementul heliu:

	substrat (l)	orbital (m_l)	spin (m_s)	
stratul K ($n = 1$)	0	0	$-1/2$	← 1 electron
	0	0	$1/2$	← 1 electron

Heliu
 Numărul atomic (Z) = 2
 (nucleul conține doi protoni)

Notăția spectroscopică : $1s^2$

Figure 18: aranjamentul electronic al atomului de heliu

Nucleul unui atom de heliu are în compoziția sa doi protoni, iar acest lucru necesită existența a doi electroni pentru a echilibra sarcina electrică totală a atomului. Din moment ce ambii electroni, unul cu spin $1/2$, celălalt cu spin $-1/2$, „încap” pe un singur orbital, configurația atomului de heliu nu necesită substraturi sau straturi suplimentare pentru cel de al doilea electron.

Totuși, un atom ce conține trei sau mai mulți electron, va necesita substraturi adiționale pentru toți acei electroni, din moment ce pe stratul inferior ($n=1$) încap doar doi electron. Să considerăm următorul atom, cel de litiu.

	substrat (l)	orbital (m_l)	spin (m_s)	
stratul L ($n = 2$)	0	0	$1/2$	← 1 electron
stratul K ($n = 1$)	0	0	$-1/2$	← 1 electron
	0	0	$1/2$	← 1 electron

Litiu
 Numărul atomic (Z) = 3

Notăția spectroscopică : $1s^2 2s^1$

Figure 19: aranjamentul electronic al atomului de litiu

Un atom de litiu folosește doar o fracțiune din capacitatea stratului L ($n=2$), capacitatea totală a acestuia fiind de opt electroni (capacitatea maximă a stratului = $2n^2$, unde n este numărul stratului). Dacă examinăm aranjamentul electronic al unui atom cu stratul L completat, putem vedea cum toate combinațiile de substraturi, orbitali și spini sunt ocupate de electroni. Elementul ce corespunde acestei configurații este neonul.

	substrat (l)	orbital (m_l)	spin (m_s)	
Stratul L ($n = 2$)	1	1	$-1/2$	substratul p ($l = 1$) 6 electroni
	1	1	$1/2$	
	1	0	$-1/2$	
	1	0	$1/2$	
	1	-1	$-1/2$	
	1	-1	$1/2$	
Stratul K ($n = 1$)	0	0	$-1/2$	substratul s ($l = 0$) 2 electroni
	0	0	$1/2$	
	0	0	$-1/2$	substratul s ($l = 0$) 2 electroni
	0	0	$1/2$	
<div>Neon Numărul atomic (Z) = 10</div>				

Notăția spectroscopică : $1s^2 2s^2 2p^6$

Figure 20: aranjamentul electronic al atomului de neon

Adesea, atunci când se folosește notația spectroscopică a unui atom, toate straturile ce sunt ocupate complet sunt ignorate, fiind scrise doar straturile neocupate sau stratul ocupat superior. De exemplu, neonul (prezentat mai sus), ce are două straturi complet ocupate, poate fi descris pur și simplu prin $2p^6$ în loc de $1s^2 2s^2 2p^6$. Litiul, având stratul K complet ocupat, și doar un singur electron în stratul L, poate fi descris prin notația $2s^1$ în loc de $1s^2 2s^1$.

„Ignorarea” straturilor inferioare, complet ocupate, nu este doar o convenție de scriere, ci ilustrează foarte bine un principiu de bază al chimiei: comportamentul chimic al unui element este determinat în primul rând de straturile sale neocupate. Atât hidrogenul cât și litiul posedă un singur electron în straturile superioare ($1s^1$ și $2s^1$), iar acest lucru se traduce printr-un comportament similar al celor două elemente. Ambele elemente sunt reactive, și au o reactivitate similară. Contează mai puțin faptul că litiul posedă un strat complet (K) în plus față de hidrogen. Comportamentul său chimic este determinat de stratul său neocupat, L.

Elementele a căror straturi superioare sunt ocupate complet, sunt clasificate ca elemente *nobile*, fiind aproape non-reactive față de celelalte elemente. Aceste elemente au fost clasificate în trecut ca *inerte*, crezându-se că sunt complet non-reactive, dar acestea pot forma compuși cu alte elemente în condiții specifice.

2.2 Valența și structura cristalină

1. Valența

Electronii din stratul exterior, sau stratul de valență, sunt cunoscuți sub numele de electroni de *valență*. Acești electroni sunt responsabili de proprietățile chimice ale elementelor. Aceștia sunt electronii ce participă la reacțiile chimice cu celelalte elemente. Conform unei reguli chimice simplificate, aplicabilă reacțiilor simple, atomii încearcă să-și completeze toate locurile libere ale stratului exterior cu electroni. Atomii pot ceda câțiva electroni pentru a „descoperi” un strat complet, sau pot accepta câțiva electroni pentru a completa ultimul strat (stratul exterior). Ambele procese duc la formarea ionilor. Atomii pot chiar să împartă electroni între ei în încercarea de completare a stratului exterior, ducând la formarea legăturilor moleculare, adică, atomii se asociază pentru formarea unei molecule.

De exemplu, elementele din grupa I din tabelul periodic, Li, Na, K, Cu, Ag și Au au doar un singur electron de valență (numărul de electroni de pe ultimul strat). Toate aceste elemente posedă proprietăți chimice similare. Acești atomi cedează un electron pentru a reacționa cu alte elemente, iar această proprietate face ca aceste elemente să fie conductoare excelente de electricitate.

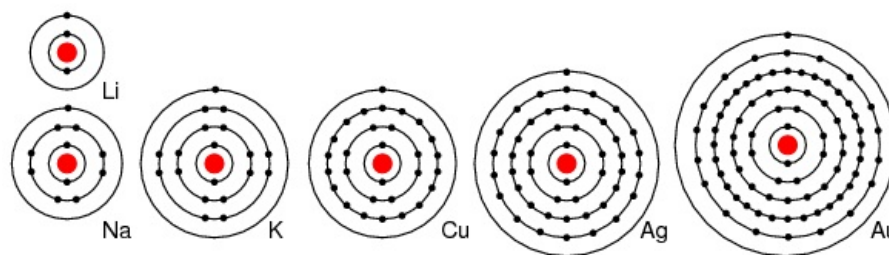


Figure 21: elementele din grupa I; toate au un singur electron de valență, electron care este cedat în reacția cu alte elemente chimice

Elementele din grupa VIIA, FI, Cl și BR, au toate câte 7 electroni în stratul exterior (stratul de valență). Aceste elemente acceptă un electron pentru completarea stratului de valență la 8 electroni. În cazul în care aceste elemente acceptă un electron, ele formează ioni negativi. Din moment ce nu cedează electroni, aceste elemente sunt foarte buni izolatori electrici.

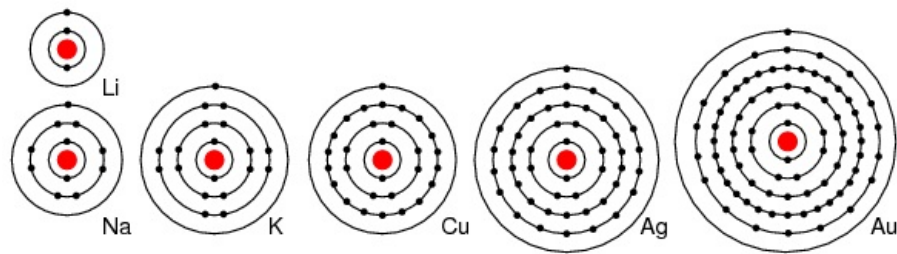


Figure 22: elementele din grupa VIIA; toate au șapte electroni de valență, prin urmare, acestea acceptă un electron pentru completarea stratului de valență

De exemplu, un atom de Cl acceptă un electron al unui atom de Na devenind ion negativ Cl^- , iar atomul de Na devine ion pozitiv, Na^+ . Un *ion* este un atom, moleculă sau grupare de atomi care are un exces de sarcină electrică pozitivă sau negativă. Acesta este modul în care Na și Cl se combină pentru formarea NaCl, sarea de masă, care este de fapt o pereche de ioni, Na^+Cl^- . Fiindcă sarcinile celor doi ioni sunt de semn contrar, cei doi se atrag reciproc.

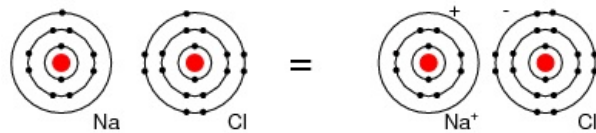


Figure 23: Atomul de Na donează un electron atomului de Cl, formând ioni pozitivi și negativ de Na, respectiv Cl

Structura cristalină a clorurii de sodiu (NaCl) este prezentată în figura de mai jos.

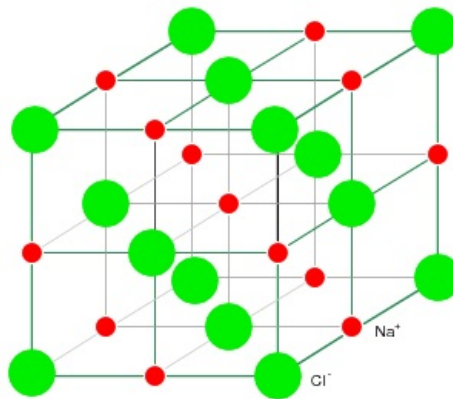


Figure 24: structura cristalină a clorurii de sodiu (NaCl)

Elementele din grupa a VIIIA, He, Ne, Ar, Kr și Xe au toate câte 8 electroni pe stratul de valență. Acest lucru înseamnă că aceste elemente nici nu donează dar nici nu acceptă electroni, neparticipând la reacții chimice cu alte elemente. Toate sunt izolatori electrici și se găsesc sub formă de gaz la temperatura camerei.

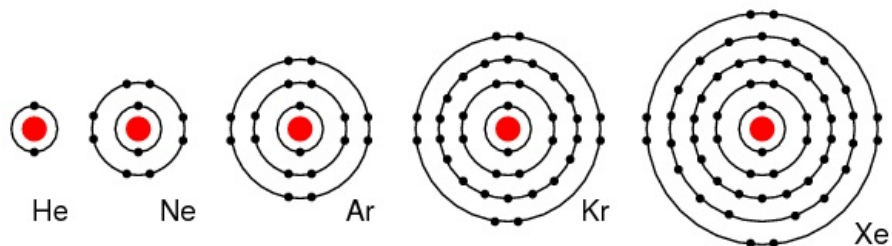


Figure 25: elementele din grupa VIIIA au toate câte 8 electroni pe stratul de valență, prin urmare, aceste elemente nu cedează și nici nu acceptă electroni, ceea ce înseamnă că nu pot participa la reacții chimice

Elementele din grupa IVA, C, Si și Ge au toate câte 4 electroni în stratul de valență. Aceste elemente formează compuși cu alte elemente, dar nu formează ioni. Acest tip de legătură este cunoscută sub numele de *legătură covalentă*. Se poate observa că atomul din centru are completat stratul de valență prin punerea în comun a electronilor atomilor. Figura de mai jos este o reprezentare bi-dimensională a unui aranjament tri-dimensional. Elementele din această grupă prezintă proprietățile semiconductoare pe care le vom studia în continuare.

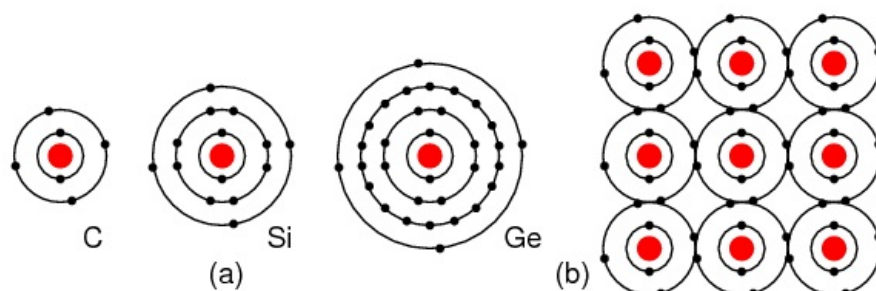


Figure 26: elementele din grupa IVA au toate câte 4 electroni pe stratul de valență; aceste elemente sunt studiate în electronică pentru proprietățile lor semiconductoare

2. Structura cristalină

Majoritatea substanțelor inorganice formează o structură ordonată denumită *cristal* atunci când se formează legături între atomii sau ionii acestora. Chiar și metalele sunt compuse din cristale, la nivel microscopic. Practic însă, toate metalele industriale au o structură policristalină, în afară de materialele semiconductoare ce sunt monocristaline.

Majoritatea metalelor sunt moi și ușor deformabile pe cale industrială. În timpul prelucrării, microcristalele sunt deformate, iar electronii de valență sunt liberi să se deplaseze prin rețeaua cristalină, și de la cristal la cristal. Electronii de valență nu aparțin unui atom anume, ci tuturor atomilor.

Structura cristalină rigidă a NaCl prezentată mai sus, este compusă dintr-o structură regulată repetitivă formată din ioni pozitivi de Na și ioni negativi de Cl. Odată ce atomii de Na și Cl formează ioni de Na^+ și Cl^- prin transferul unui electron de la Na la Cl, fără existența electronilor liberi, electronii nu sunt liberi să se deplaseze prin rețeaua cristalină, o diferență mare față de metale. Nici ionii nu sunt liberi. Ionii sunt liberi să se deplaseze doar dacă NaCl este dizolvată în apă, dar în acest caz, cristalul nu mai există. Materialele ionice formează structuri cristaline datorită atracției electrostatice puternice dintre ionii încărcăți cu sarcini opuse.

Materialele semiconductoare din grupa IV (C, Si, Ge), formează de asemenea cristale. Fiecare atom formează o legătură chimică covalentă cu alți patru atomi. Cristalul format este practic o singură moleculă. Structura cristalină este relativ rigidă și rezistă deformațiilor. Există un număr relativ mic de electroni liberi prin cristal.

2.3 Teoria benzilor de energie

Fizica cuantică descrie starea electronilor dintr-un atom cu ajutorul celor patru numere cuantice. Aceste numere descriu *stările permise* ale electronilor dintr-un atom. Dacă revenim la analogia amfiteatrului, numerele cuantice descriu numărul rândurilor și a locurilor existente. Electronii individuali pot fi descriși printr-o combinație de numere cuantice, precum un spectator într-un amfiteatru primește un anumit rând și număr.

La fel ca spectatorii dintr-un amfiteatru, ce se pot deplasa liberi între scaune și rânduri, și electronii își pot modifica starea dacă există destulă energie și loc pentru deplasarea acestora. Din moment ce nivelul stratului este strâns legat cu cantitatea de energie a unui electron, „salturile” între straturi (și chiar substraturi) necesită un transfer de energie. Pentru ca un electron să se poată deplasa într-un strat mai înalt, acesta are nevoie de energie adițională dintr-o sursă externă. Folosind analogia amfiteatrului, pentru a ajunge într-un rând de scaune superior, este nevoie de o energie din ce în ce mai mare, deoarece persoana trebuie să urce la o înălțime tot mai mare ce necesită învingerea forței gravitaționale. De asemenea, dacă un electron coboară pe un strat inferior, acesta cedează energie. Aceste nivele poartă numele de *nivele energetice*.

Nu toate „salturile” sunt însă egale, cele dintre straturi necesită cel mai mare schimb de energie, pe când salturile dintre substraturi sau dintre orbitali necesită un schimb de energie mai mic.

Când atomii se combină pentru formarea substanțelor, straturile, substraturile și orbitalii exterior se combină între ele, ducând la creșterea energiei disponibile pentru electroni. Când un număr foarte mare de atomi sunt foarte aproape unul de celălalt, aceste nivele de energie disponibile formează o *bandă* de electroni aproape continuă, bandă pe care electroni se pot deplasa cu ușurință.

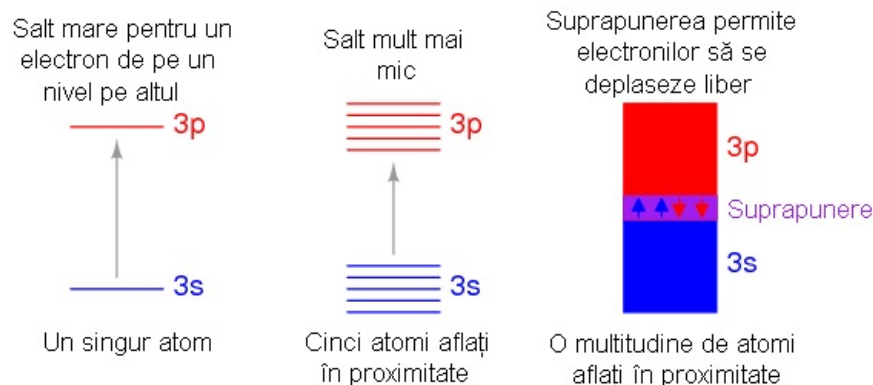


Figure 27: suprapunerea benzilor energetice în cazul metalelor

Lățimea acestor benzi și distanța dintre ele determină mobilitatea electronilor în cazul aplicării unui câmp electric asupra lor. În substanțele metalice, benzile libere se suprapun cu benzile ce conțin electroni, ceea ce înseamnă că electronii unui singur atom se pot deplasa la un nivel energetic mai mare necesitând foarte puțină energie externă sau chiar deloc. Astfel, electronii din stratul exterior sunt cunoscuți sub numele de *electroni liberi* și se pot deplasa foarte ușor dacă sunt supuși unui câmp electric exterior. Suprapunerea benzilor nu are loc însă în toate substanțele, indiferent de numărul atomilor ce se află în proximitate. În cazul unor substanțe, există o distanță considerabilă între banda de valență (nivelul energetic cel mai mare) și următoarea bandă goală, denumită *banda de conducție*. Prin urmare, electronii de valență sunt „legați” de atomii lor și nu pot deveni mobili în cadrul substanțelor fără ajutorul unei energii externe considerabile. Aceste substanțe formează materialele izolatoare (dielectrice).

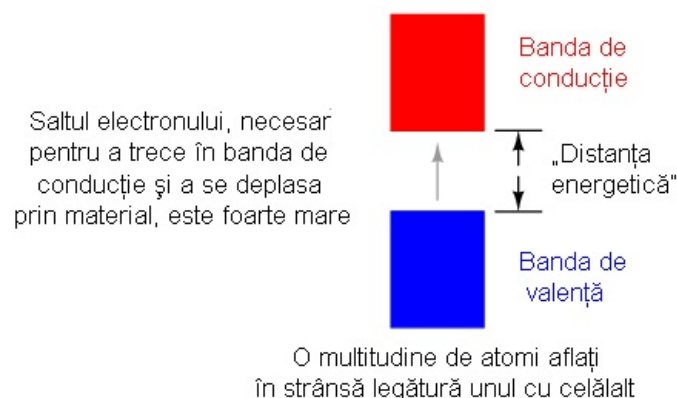


Figure 28: separarea benzilor energetice în cazul dielectricilor

Însă, materialele din categoria *semiconductorilor* au o „distanță energetică” îngustă între benzile de valență și cele de conducție. Astfel, cantitatea de energie necesară pentru trecerea electronilor de valență în banda de conducție, de undă devin mobil, este destul de modestă.

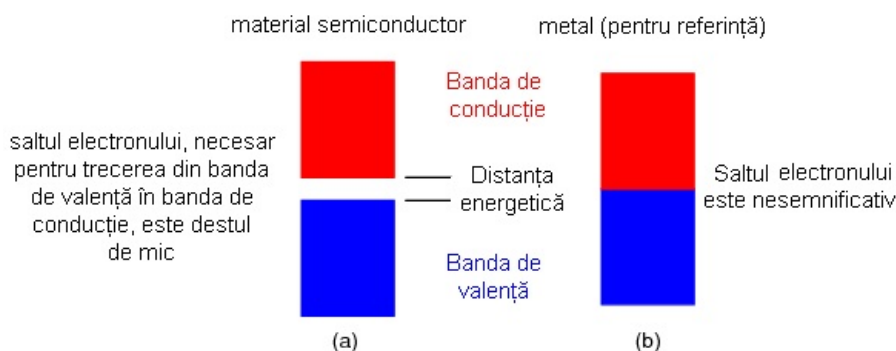


Figure 29: separarea benzilor energetice în cazul materialelor semiconductoare

La temperaturi joase, energia termică disponibilă pentru „împingerea” electronilor de valență peste spațiul dintre banda de valență și cea de conducție este foarte mică, iar materialul semiconductor se comportă precum un izolator. La temperaturi înalte însă, energia termică devine suficient de mare pentru a forța electronii peste „distanța energetică”, iar materialul se va comporta precum un material conductor.

2.4 Electroni și goluri

Materialele semiconductoare pure sunt izolatori relativ buni, în comparație cu metalele, dar nu sunt la fel de bune precum sticla, de exemplu. Pentru a putea fi folosit în aplicații cu semiconductori, materialul semiconductor pur, nedopat, nu trebuie să conțină mai mult de o impuritate la 10 miliarde de atomi semiconductori. Acest lucru este analog unei impurități sub formă de „un fir de praf într-un sac de zahăr”. Materialele semiconductoare impure sunt conductoare mult mai bune, dar nu la fel de bune precum metalele. De ce se întâmplă acest lucru? Pentru a putea răspunde acestei întrebări, trebuie să ne uităm la structura electronică a acestor materiale.

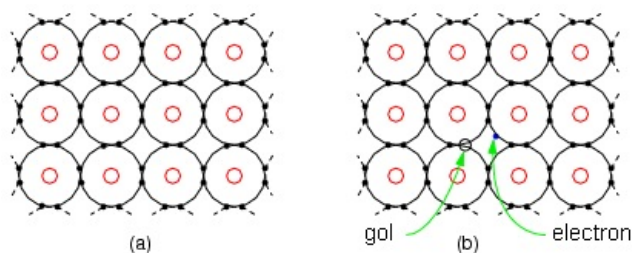


Figure 30: structura electronică a materialelor semiconductoare; reprezentarea electronilor și a golurilor

În figura de sus (a), cei patru electroni din stratul de valență a unui material semiconductor formează legături covalente cu alți patru atomi. Toți electronii unui atom sunt formează legături covalente. Electronii nu se pot deplasa liber în structura cristalină. Prin urmare, semiconductorii puri (intrinseci) sunt izolatori relativ buni în comparație cu metalele. Energia termică poate elibera ocazional un electron din structura cristalină a semiconductorului. Acest electron se poate deplasa liber prin structura cristalină (electron liber). Când acest electron a fost eliberat cu ajutorul unei energii exterioare, a lăsat în urma lui un loc liber cu sarcină pozitivă în structura cristalină, sarcină cunoscută sub numele de *gol*. Acest gol nu este nici el fix, ci se poate deplasa liber. Atât electronul, cât și golul contribuie la conducția electrică a cristalină. Electronul este liber până în momentul în care „cade” într-un gol, proces cunoscut sub numele de *recombinație*. Dacă se aplică un câmp electric extern asupra semiconductorului, electronii și golurile se vor deplasa în direcții opuse. Creșterea temperaturii duce la creșterea numărului de electroni și goluri și la descreșterea rezistenței. Acest lucru este exact opus comportamentului metalelor, unei rezistență crește cu creșterea temperaturii datorită creșterii coliziunilor dintre electroni și structura cristalină. Numărul de electroni și goluri într-un semiconductor intrinsec este egal. Totuși, viteza de deplasare ai celor doi purtători de sarcină (electroni și goluri) nu este egală la aplicarea unui câmp electric extern. Cu alte cuvinte, *mobilitatea* celor doi purtători de sarcină nu este aceeași.

Materialele semiconductoare pure nu sunt foarte folositoare. Acestea trebuie să prezintă un nivel înalt de puritate înainte de adăugarea impurităților specifice.

Materialele semiconductoare pure (1 parte la 10 miliarde), pot fi „murdărite” cu aproximativ 1 parte la 10 milioane pentru creșterea numărului de purtători de sarcină. Adăugarea unei impurități precise unui material semiconductor este cunoscută sub numele de *dopare*. Doparea crește conductivitatea semiconductorului, pentru ca acesta să se comporte mai mult ca un metal decât ca un izolator.

1. Impuritatea donoare de tip N

Creșterea numărului sarcinilor electrice negative din structura cristalină a unui material semiconductor se poate realiza prin doparea cu electroni a unui material *donor* precum fosforul. Materialele donatoare de electroni, cunoscute și sub numele de „materiale de tip N”, includ elemente din grupa VA a tabelului periodic: N (azot), P (fosfor), As (arsenic) și Sb (stibiu sau antimoniu). Azotul și fosforul sunt folosite ca dopanți de tipul N pentru diamant, iar fosforul, arsenicul și stibiul sunt folosite pentru siliciu.

Structura cristalină din figura de mai jos conține atomi având câte patru electroni în stratul de valență, formând câte patru legături covalente cu atomii adiacenți. Aceasta este structura anticipată a materialului semiconductor. Adăugarea unui atom de fosfor cu cinci electroni în stratul de valență introduce un electron suplimentar în structura materialului, în comparație cu atomul de siliciu (figura de mai jos (b)). Impuritatea petavalentă formează patru legături covalente cu patru atomi de siliciu cu ajutorul a patru electroni din cei cinci disponibili. Structura astfel formată va dispune de un electron liber, rămas de la atomul de fosfor, ce nu are o legătură foarte strânsă cu cristalină la fel cu ceilalți electroni de siliciu, fiind liber să se deplaseze în cristal. Din moment de am dopat semiconductorul cu un atom de fosfor la fiecare 10 milioane de atomi de siliciu, există relativ

puțini electroni liberi creați prin dopaj, dacă face o comparație cu numărul de atomi de siliciu prezenți în structură. Totuși, dacă facem o comparație între numărul de electroni liberi ai materialului dopat cu materialul pur, numărul de electroni liberi este relativ mare. Aplicarea unui câmp electric extern produce o conducție electrică puternică a materialului semiconductor dopat în banda de conducție. Un nivel de dopaj mai ridicat, produce o conducție și mai puternică. Astfel, un material conductor cu o conductivitate scăzută, a fost „transformat” într-un material conductor destul de bun.

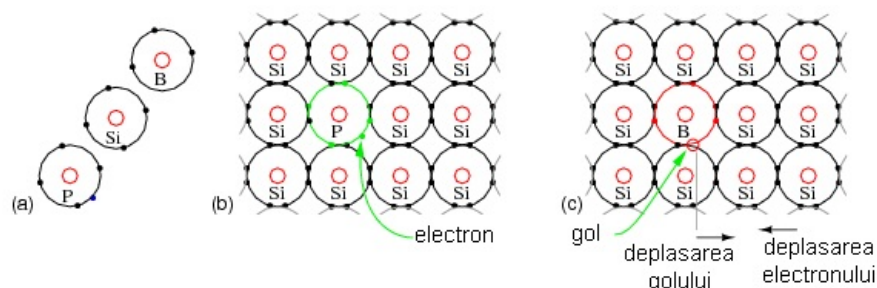


Figure 31: (a) configurația electronică a donorului de tip N (fosfor), acceptorului de tip P (bor) și a siliciului (pentru referință) (b) impuritatea donorului de tip N crează electroni liberi; (c) impuritatea acceptorului de tip P crează goluri

2. Impuritatea acceptoare de tip P

De asemenea, este posibilă introducerea unei purități cu trei electroni în stratul de valență, adică un electron în minus față siliciu. Acest lucru duce la formarea unui gol, un purtător de sarcină pozitivă. Atomul de bor (B), ce are trei electroni pe stratul de valență, încearcă să realizeze patru legături covalente cu atomii de siliciu, iar pe parcursul acestui proces, cei trei electroni se vor deplasa încercând să formeze aceste legături (figura de mai sus (c)). Acest lucru duce la impresia că golul se deplasează. Mai mult, atomul trivalent de bor poate împrumuta un electron de la un atom de siliciu adiacent (sau distant) pentru formarea celor patru legături covalente. Dar acest lucru înseamnă că atomul de siliciu are un deficit de un electron. Cu alte cuvinte, golul s-a „deplasat” pe un atom de siliciu vecin. Golurile se regăsesc în banda de valență, cu un nivel mai jos decât banda de conducție. Doparea cu un acceptor - un atom ce poate accepta un electron - crează o deficiență de electroni în structura materialului, sau un exces de goluri (cele două exprimări sunt echivalente). Din moment ce golurile sunt purtători de sarcină pozitivă, un dopant acceptor de electroni poartă numele de „dopant de tip P”. Elementele dopante de tip P includ elementele din grupa IIIA a tabelului periodic: B (bor), Al (aluminiu), Ga (galiu) și In (indiu). Borul este folosit pe post de dopant pentru siliciu și diamant, iar indiu pentru germaniu.

3. Deplasarea electronilor și a golurilor

Există o strânsă legătură, în analogia „mărgelelor dintr-un tub”, între deplasarea golurilor și deplasarea electronilor. Mărgelele reprezintă electronii dintr-un conductor. Deplasarea electronilor de la stânga la dreapta într-un semiconductor de tip N se poate explica astfel: electronul intră în tub prin partea stângă și iese prin partea dreaptă. Deplasarea electronilor de tip N are loc în banda de conducție. Putem compara această deplasare cu deplasarea golurilor în banda de valență.

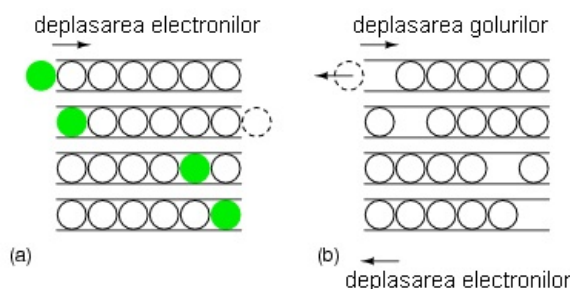


Figure 32: analogia mărgelelor dintr-un tub pentru deplasarea electronilor și a golurilor

Ceea ce trebuie înțeles este că electronii se deplasează în direcția contrară de deplasare a golurilor. Golurile nu sunt altceva decât absența electronilor din banda de valență, având prin urmare o sarcină pozitivă, sarcină datorată prezenței protonilor din nucleu, și de fapt aceasta este sarcina „imaginară” pe care o reprezentăm cu ajutorul golurilor.

Deplasarea electronilor (curent) într-un semiconductor de tip N este similară deplasării electronilor dintr-un conductor metallic. Atomii materialului dopant de tip N furnizează electroni pentru conducție. Acești electroni poartă numele de *purtători de sarcină majoritari*. Dacă aplicăm un câmp electric între două puncte ale unui material semiconductor, electronii intră prin partea negativă (-) a materialului, traversează structura acestuia și ies prin partea dreaptă (+), terminalul pozitiv al bateriei.

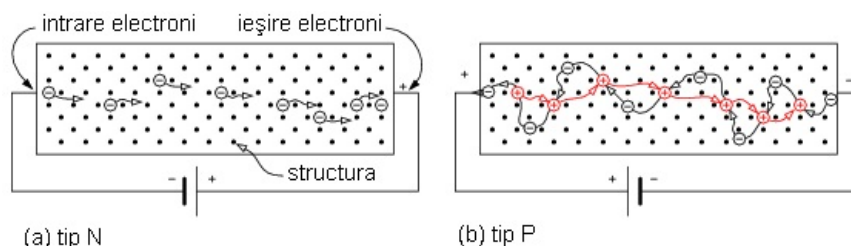


Figure 33: (a) deplasarea electronilor într-un material semiconductor de tip N; (b) deplasarea electronilor într-un material semiconductor de tip P

2.5 Joncțiunea P-N

Dacă un bloc de material semiconductor de tip P este adus în contact cu un bloc de material semiconductor de tip N (figura de mai jos (a)), rezultatul este nesatisfăcător. Vom avea două blocuri conductoare aflate în contact unul cu celălalt, dar fără proprietăți unice. Problema constă în existența a două corpuri cristaline distincte și separate. Numărul de electroni este echilibrat de numărul de electroni în ambele blocuri. Astfel, niciunul dintre cele două blocuri nu are o sarcină netă.

Totuși dacă un *singur* cristal semiconductor este confecționat (dopat) cu un material de tip P la un capăt, și un material de tip N la celălalt capăt, combinația respectivă prezintă unele proprietăți unice. În materialul de tip P, majoritatea purtătorilor de sarcină sunt goluri, aceștia putându-se deplasa liberi prin structura cristalului. În materialul de tip N majoritatea purtătorilor de sarcină sunt electroni, și aceștia putându-se deplasa liberi prin structura cristalului. În jurul joncțiunii însă (intersecția dintre cele două tipuri de materiale), electronii materialului N trec peste joncțiune și se combină cu golurile din materialul P (figura de jos, (b)). Regiunea materialului P din apropierea joncțiunii capătă o sarcină negativă datorită electronilor atrași, iar Regiunea materialului N din apropierea joncțiunii capătă o sarcină pozitivă datorită electronilor cedați. Stratul subțire a acestei structuri cristaline, dintre cele două sarcini de semne contrare, va fi „golit” de majoritatea purtătorilor de sarcină, prin urmare, acesta este cunoscut sub numele de *zona de golire*, și devine un material semiconductor pur, non-conductor. De fapt, aproape că avem un material izolator ce separă cele două regiuni conductive P și N.

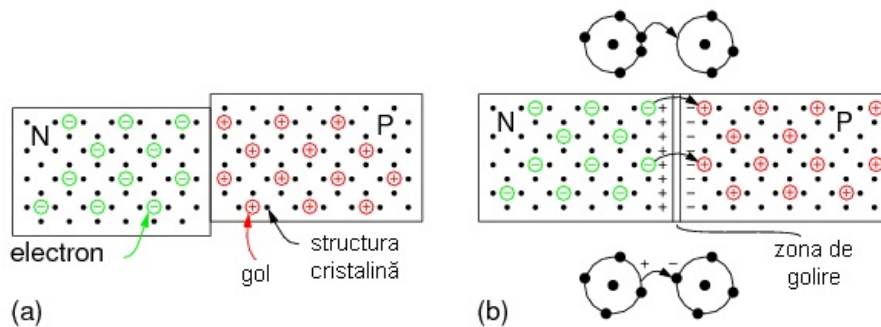


Figure 34: (a) două blocuri P și N de material semiconductor nu au nicio proprietate remarcabilă; (b) un singur cristal dopat atât cu impurități P cât și cu impurități N duce la formarea unei bariere de potențial

Această separare de sarcini în jurul joncțiunii P-N (zona de golire) constituie în fapt o barieră de potențial. Această barieră de potențial trebuie să fie „învinsă” de o sursă de tensiune externă pentru a se putea comporta precum un material conductor. Formarea joncțiunii și a barierei de potențial are loc în timpul procesului de fabricație. „Înălțimea” barierei de potențial depinde de materialele folosite pentru fabricarea acestuia. Joncțiunile PN din siliciu au o barieră de potențial mai ridicată decât joncțiunile fabricate din germaniu.

1. Polarizarea directă a joncțiunii PN

În figura de mai jos (a), bateria este poziționată astfel încât electronii să se deplaseze dinspre terminalul negativ înspre materialul de tip N. Acești electroni se adună în jurul joncțiunii. Terminalul pozitiv înlătură electronii din materialul semiconductor de tip P, ceea ce duce la crearea golurilor ce se îndreaptă și ele spre joncțiune. Dacă tensiunea bateriei este suficient de mare pentru a depăși potențialul joncțiunii (0.6 V în cazul siliciului), electronii materialului N și golurile materialului P se combină și se anihilează reciproc. Acest lucru duce la crearea unui spațiu liber în structura materialului ce poate susține o deplasare și mai mare de purtători de sarcină spre joncțiune. Astfel, curenții purtătorilor de sarcină majoritari de tip N (electroni) și de tip P (goluri) se deplasează înspre joncțiune. Recombinația ce are loc la joncțiune permite curentului bateriei să se „deplaseze” prin joncțiunea PN a unei astfel de diode. În acest caz, spunem că o astfel de joncțiune este polarizată direct.

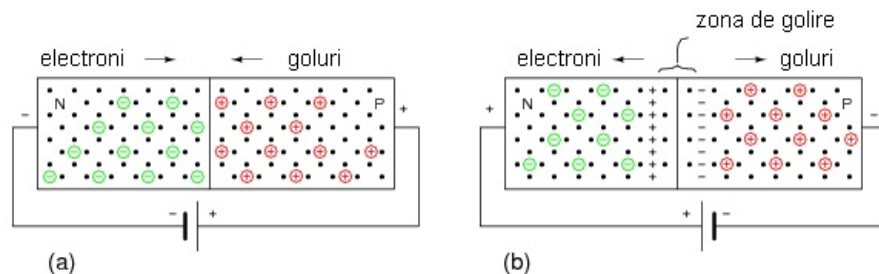


Figure 35: polarizarea directă a joncțiunii PN

2. Polarizarea inversă a joncțiunii PN

Dacă polaritatea bateriei este inversată (figura de sus (b)), majoritatea purtătorilor de sarcină vor fi atrași dinspre joncțiune spre terminalii bateriei. Terminalul pozitiv al bateriei atrage purtătorii de sarcină majoritari (electronii) ai materialului N, iar terminalul negativ al bateriei atrage purtătorii de sarcină majoritari (golurile) ai materialului P. Acest fapt duce la creșterea grosimii zonei de golire non-conductive. Nu are loc nicio recombinare a purtătorilor de sarcină, prin urmare, nu are loc nicio conducție. În acest caz, spunem că joncțiunea PN este *polarizată invers*.

Ceea ce am creat mai sus prin doparea aceluiași cristal atât cu material de tip N cât și cu material de tip P, este o diodă.

2.6 Dioda

După cum am precizat și în secțiunea precedentă, dioda este realizată prin introducerea de impurități de tip N și P în același cristal semiconductor. Simbolul schematic al diodei este prezentat în figura de mai jos (b), și corespunde semiconductorului dopat de la (a). Dioda este un dispozitiv *unidirecțional* (vezi joncțiunea PN). Deplasarea electronilor se poate realiza doar într-o singură direcție, invers față de direcția săgeții, atunci când dioda (joncțiunea PN) este polarizată direct. Catodul, din reprezentarea diodei, reprezintă semiconductorul de tip N, iar anodul corespunde materialului dopat de tip P.

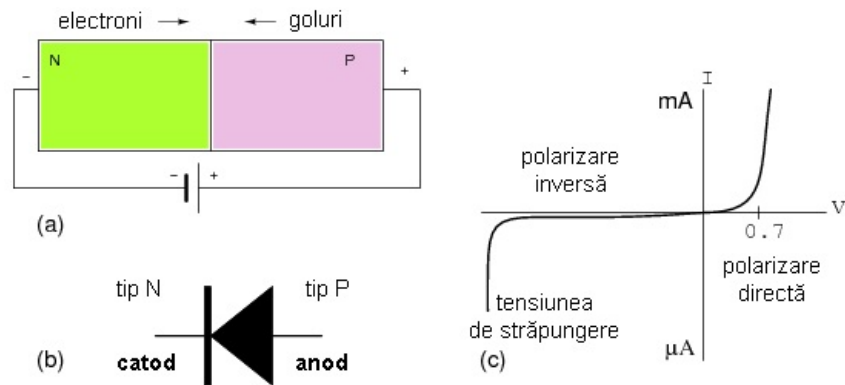


Figure 36: (a) jonctiunea PN; simbolul diodei; caracteristica curent-tensiune a diodei

Dacă dioda este polarizată direct, curentul crește foarte puțin pe măsură ce tensiune crește de la 0 V. În cazul în care materialul semiconductor din care este confecționată dioda este siliciu, curentul începe să crească doar după ce tensiunea atinge valoarea de 0.6 V (figura de mai sus (c)). Dacă tensiunea crește peste valoarea de 0.6 V, valoarea curentului crește foarte repede. O tensiune peste 0.7 V poate foarte ușor să ducă la distrugerea diodei. Această tensiune de „deschidere” a diodei în jurul valorii de 0.6 V, poartă numele de *tensiune de polarizare directă* a diodei. Sub această valoare, dioda este „închisă”, și nu există curent pe la bornele acesteia. Deși pentru siliciu tensiunea de polarizare directă este de 0.6-0.7 V, pentru germaniu aceasta este de 0. V, iar pentru LED-uri de câțiva volți. Curentul ce străbate dioda la polarizarea directă poartă numele de *curent direct*, iar acesta poate lua valori curpinse între câțiva mA, până la sute sau mii de amperi pentru diodele de putere.

Dacă dioda este polarizată invers, *curentul invers* va avea o valoare foarte mică, care în condițiile cele mai extreme poate ajunge la un maxim de 1 μA (figura de mai sus (c), stânga). Valoarea acestui curent nu crește semnificativ odată cu creșterea *tensiunii de polarizare inversă*, decât la atingerea punctului de *străpungere*. Când punctul de străpungere este atins, curentul prin diodă crește la o valoare atât de mare, încât poate duce la distrugerea diodei dacă nu există un rezistor serie pentru limitarea curentului prin diodă. De obicei se alege o diodă a cărei *tensiune de străpungere* este mai mare decât valoarea tensiunilor aplicate la bornele sale. Diodele din siliciu au de obicei tensiuni de străpungere de la 50, 100, 200, 400, 800 V sau chiar mai mare.

Am menționat mai sus că există un *curent de dispersie* de sub un μA , pentru diodele de siliciu, la polarizarea inversă. Explicația constă în faptul că energia termică produce câteva perechi de electroni-găuri, ce duc la apariția unui curent de dispersie până la recombinare. Practic, acest curent previzibil este doar o parte a curentului de dispersie total. O mare parte a acestui curent se datorează conducției de suprafață datorită impurităților de la suprafața conductorului. Ambele tipuri de curenți de dispersie cresc odată cu creșterea temperaturii. În cazul germaniului, curentul de dispersie este de câteva ori mai mare decât în cazul siliciului.

1. Dioda cu jonctiune

Deși la început, cea mai folosită diodă a fost diodă cu contact punctiform (figura de mai jos, (a)), majoritatea diodelor folosite astăzi sunt diode cu jonctiune (figura de mai jos (b)). Deși jonctiunea PN din figură este puțin mai complexă decât o jonctiune normală, aceasta este tot o jonctiune PN. Pornind de la catod, N^+ indică faptul că această regiune este dopată puternic, și nu are legătură cu polaritatea. Acest lucru reduce rezistența serie a diodei. Regiunea N^- din nou, nu are nicio legătură cu polaritatea, ci indică faptul că această regiune este mai puțin dopată, ceea ce duce la o diodă a cărei *tensiune de străpungere inversă* este mult mai mare, lucru important pentru diodele de putere folosite în redresare.

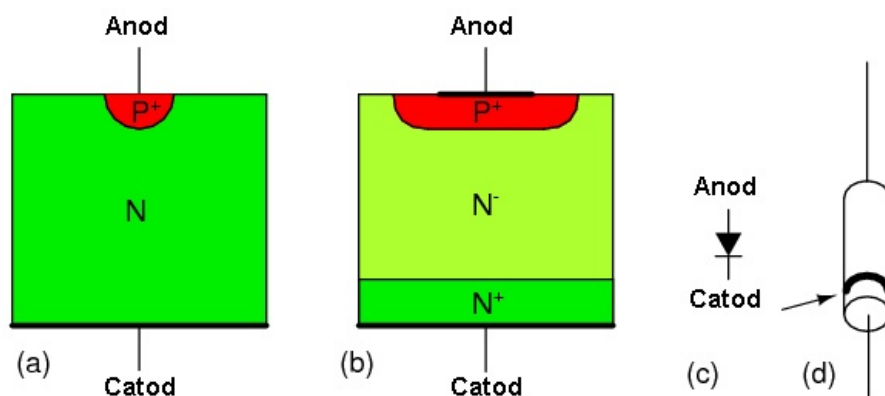


Figure 37: (a) dioda cu contact punctiform; (b) dioda cu jonctiune PN; (c) simbolul diodei; (d) modul de împachetare al unei diode

Diodele de puteri mai mici, chiar și redresoarele de putere de tensiuni mai mic, vor avea pierderi de polarizare directă mult mai mici datorită dopajului mai puternic. Cel mai mare nivel de dopaj este folosit pentru diodele Zener, proiectate pentru tensiune de străpungere mici. Totuși, un dopaj puternic duce la creșterea curentului invers de dispersie. Regiunea P^+ de la anod, reprezintă un material semiconductor, puternic dopat, de tip P, o foarte bună strategie pentru realizarea contactului. Diodele de jonctiune mici, încapsulate în sticlă, pot conduce curenți de ordinul zecilor sau sutelor de mA. Diodele de putere redresoare, încapsulate în plastic sau ceramică, pot conduce curenți de ordinul miilor de amperi.

2.7 Tranzistorul bipolar cu jonctiune (BJT)

Primul tranzistor bipolar a fost inventat la „Bell Labs” de către William Shockley, Walter Brattain, și John Bardeen în 1948 (de fapt, 1947, dar invenția a fost publicată doar în 1948). Pentru această descoperire, cei trei au fost recompensați cu premiul Nobel pentru fizică în anul 1956.

Tranzistorul bipolar cu jonctiune este un semiconductor format din trei straturi, două de tip N și unul de tip P (NPN). Contactele celor trei straturi poartă numele de *emitor* și *colector* pentru semiconductorii de tip N, și *bază* pentru semiconductorul de tip P. Configurația este asemănătoare unei diode, doar că mai există un strat N în plus. Stratul din mijloc însă, baza, trebuie să fie cât mai subțire cu putință, fără a afecta suprafețele celorlalte două straturi, emitorul și colectorul.

Dispozitivul din figura de jos (a) este format din două joncțiuni, una între emitor și bază, iar cealaltă între bază și colector, aceste joncțiuni formând două zone de golire:

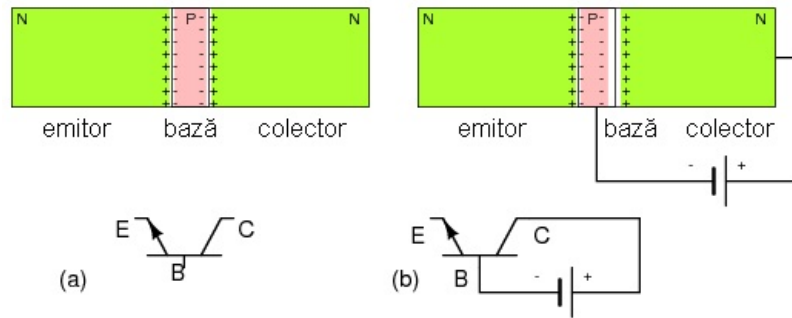


Figure 38: (a) tranzistor bipolar cu joncțiune NPN; (b) polarizarea inversă a joncțiunii bază-colector

În mod normal, joncțiunea bază-colector a tranzistorului este polarizată invers (figura de sus (b)). Acest lucru duce la creșterea regiunii de golire. Această tensiune poate fi de câțiva volți până la zeci de volți pentru majoritatea tranzistorilor. În acest caz, nu există curent în circuitul colector, exceptând curentul de dispersie de o valoare foarte mică.

Putem adăuga o sursă de tensiune și în circuitul emitor-bază al tranzistorului (figura de mai jos (a)). În mod normal, joncțiunea emitor-bază este polarizată direct, în încercarea de depășire a barierei de potențial de aproximativ 0.6 V. Acest lucru este similar polarizării directe a joncțiunii diodei. Tensiune acestei surse trebuie să depășească valoarea de 0.6 V pentru ca majoritatea purtătorilor de sarcină (electroni pentru NPN) să treacă din emitor spre bază, devenind purtători de sarcină minoritari în semiconductorul de tip P.

Dacă regiunea bazei ar fi mult mai mare, ca în cazul poziționării spate-în-spate a două diode, tot curentul ce intră în bază prin emitor, ar ieși prin contactul bazei spre borna pozitivă a bateriei.

Totuși, tranzistoarele sunt confecționate cu o bază foarte subțire. O mică parte a purtătorilor de sarcină majoritari din emitor, injectați ca și purtători de sarcină minoritari în bază, se recombină cu golurile acestuia (figura de jos (b)). De asemenea, o mică parte a electronilor ce intră în bază pe la emitor trec direct prin bază spre borna pozitivă a bateriei. Dar majoritatea curentului din emitor trec prin suprafață subțire a bazei direct în colector. Mai mult, modificarea curentului mic al bazei duce la modificări importante ale curentului din colector. Dacă tensiunea bazei scade sub aproximativ 0.6 V, curentul emitor-colector scade la zero.

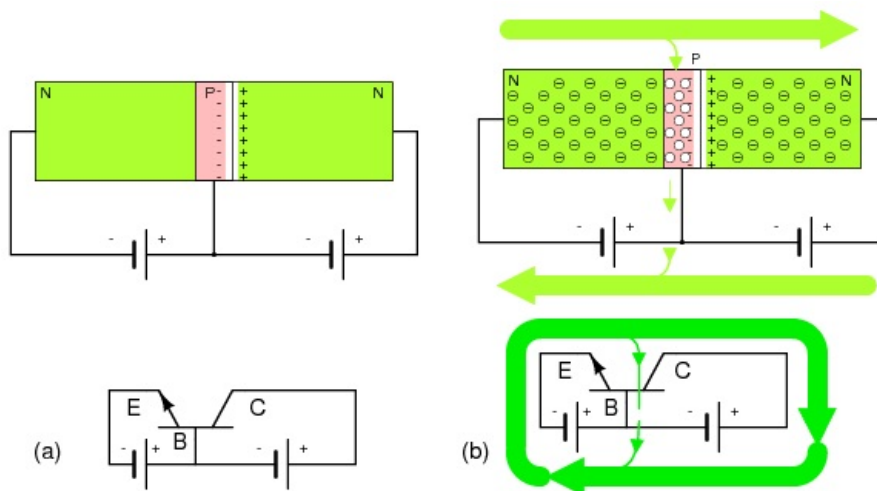


Figure 39: tranzistor bipolar cu joncțiune NPN și polarizarea inversă a joncțiunii colector-bază: (a) polarizarea directă a joncțiunii bază-emitor duce la (b) apariția unui curent de bază mic și a unui curent emitor-colector mare

Să privim însă mai în deaproape la acest mecanism de *amplificare al curentului* (figura de jos). Considerăm o joncțiune NPN mărită, cu accentul pus pe bază. Chiar dacă nu sunt prezentate în figură, presupunem că joncțiunea emitor-bază este polarizată direct de o sursă de tensiune, iar joncțiunea bază-colector este polarizată invers. Electronii, purtătorii de sarcină majoritari, intră în emitor de la borna negativă a bateriei. Deplasarea electronilor dinspre bază corespunde cu deplasarea acestor dinspre bază spre borna pozitivă a bateriei. Acesta este un curent foarte mic față de curentul din emitor.

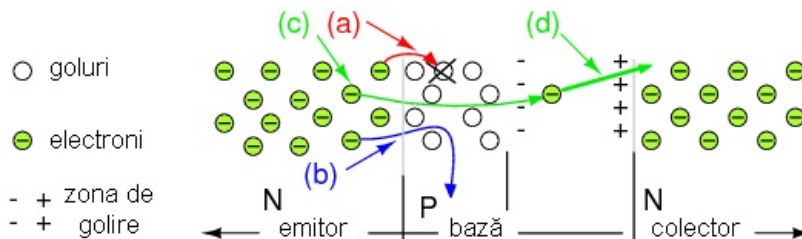


Figure 40: comportamentul electronilor la intrarea în bază dinspre emitor: (a) pierduți datorită recombinării cu golurile bazei; (b) se deplasează spre contactul bazei și înspre borna pozitivă a sursei de alimentare; (c) majoritatea trec prin zona îngustă de golire bază-colector înspre colector; (d) electronii sunt atrași de câmpul electric al zonei de golire înspre colector

Majoritatea purtătorilor de sarcină în emitorul de tip N sunt electronii, ce devin purtători de sarcină minoritari la intrarea în baza de tip P. Acești electroni au patru posibilități după ce intră în baza de tip P. O mică parte „cad” în goluri (figura de sus (a)), lucru ce contribuie la curentul înspre terminalul pozitiv al bateriei. Deși nu este reprezentată pe figură, golurile pot trece din bază spre emitor, unde se recombină cu electronii, contribuind și aceștia la curentul bazei. O altă mică parte din electroni (b) trec direct prin bază înspre terminalul pozitiv al bateriei, ca și cum baza ar fi un rezistor. Atât (a) cât și (b) contribuie curentului foarte mic al bazei.

Curentul bazei este aproximativ 1% din curentul emitor-colector, pentru tranzistoarele mici. Majoritatea electronilor din emitor însă (c), trec direct prin zona îngustă de golire, înspre colector. Putem observa polaritatea zonei de golire ce înconjoară electronul (d). Câmpul electric intens „trage” electronul rapid în colector. Puterea câmpului electric este direct proporțională cu tensiunea de alimentare a bateriei. Astfel, 99% din curentul emitorului trece în colector. Această „trecere” este însă controlată de curentul bazei, ce reprezintă aproximativ 1% din curentul emitorului. Acest lucru reprezintă o amplificare de curent de 99, reprezentat de raportul dintre curentul colectorului și curentul bazei (I_C/I_B), cunoscut și ca β .

Difuzia electronilor emitorului prin bază și înspre colector, este posibilă doar dacă baza este foarte subțire. Ce s-ar întâmpla cu acești purtători de sarcină dacă baza ar fi de 100 de ori mai groasă. Este foarte posibil ca majoritatea dintre ei, 99% în loc de 1%, să cadă în goluri, nemaiajungând la colector. Prin urmare, curentul de bază poate controla 99% din curentul emitorului, doar dacă 99% din curentul emitorului trece înspre colector. Dacă întreg curentul iese pe la bază, controlul nu este posibil.

Un alt motiv pentru care 99% dintre electronii trec din emitor, peste bariera de potențial și în colector, este că joncțiunile bipolare reale folosesc un emitor mic dopat puternic. Concentrația mare a electronilor din emitor forțează trecerea acestora în bază.

Concentrația mică a dopajului din bază înseamnă că există mult mai puține goluri ce trec în emitor (lucru ce doar ar crește curentul bazei). Difuzia purtătorilor de sarcină dintre emitor spre bază, este puternic favorizată.

Faptul că baza este subțire iar emitorul puternic dopat, țin foarte sus *eficiența emitorului*, 99% de exemplu. Acest lucru corespunde ramificației curentului emitorului de 100% în 1% bază și 99% colector. Eficiența emitorului este cunoscută ca și $\alpha = I_C/I_E$.

1. Joncțiunea PNP

Tranzistoarele bipolare pot fi confecționate și sub forma PNP. Diferența dintre PNP și NPN poate fi văzută în figura de mai jos:

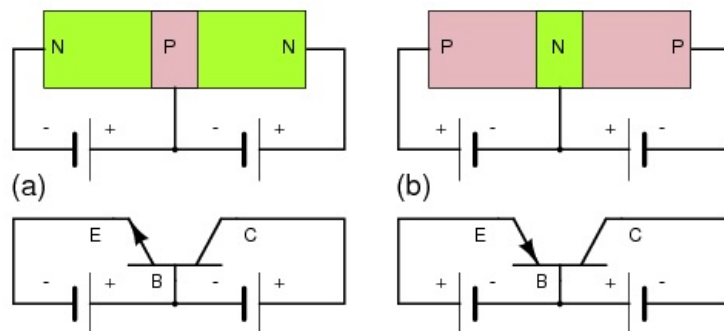


Figure 41: diferența dintre tranzistorul NPN (a) și tranzistorul PNP (b)

Diferența constă în polaritatea joncțiunii bază-emitor, polaritatea semnalată cu ajutorul săgeții emitorului în simbolul tranzistorului. Direcția săgeții este asemenea direcției anodului joncțiunii unei diode, împotriva sensului real de deplasare al electronilor. Pentru tranzistorii NPN, direcția săgeții este dinspre bază spre emitor, iar în cazul tranzistorilor PNP, direcția este dinspre emitor spre bază. Colectorul nu este reprezentat în niciunul dintre cazuri cu ajutorul vreunei săgeți. Totuși, polaritatea joncțiunii bază-colector este aceeași cu polaritatea joncțiunii bază-emitor în comparație cu o diodă.

2. Structura

Emitorul tranzistorului bipolar cu joncțiune de mai jos este puternic dopat, după cum indică și notația N^+ . Baza are un nivel de dopaj P normal, dar aceasta este mult mai subțire în realitate decât este prezentat în această figură (a).

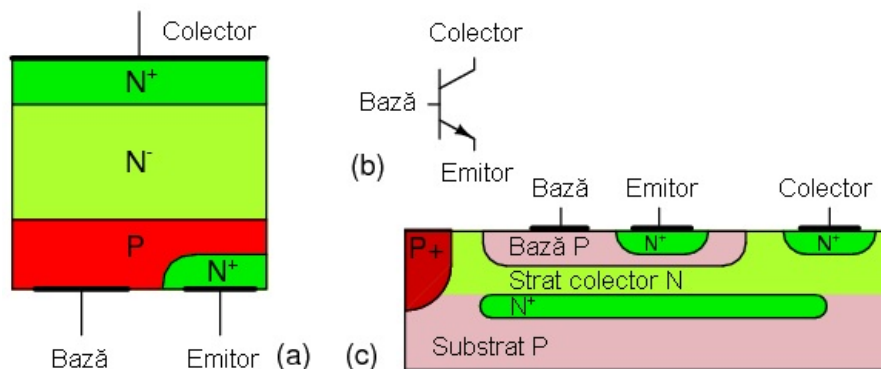


Figure 42: tranzistor bipolar cu joncțiune: (a) secțiune transversală; (b) simbol; (c) secțiune transversală într-un circuit integrat

Procentul de dopaj al colectorului este scăzut, după cum indică notația N^- , pentru ca tensiunea de străpungere a joncțiunii colector-bază să fie cât mai mare, ceea ce înseamnă că sursa de tensiune poate alimenta tranzistorul la tensiuni mai mari. Tranzistoarele de siliciu mici, au o tensiune de străpungere de 60-80 V, dar poate ajunge la sute de volți pentru tranzistoarele de tensiune înaltă. Dar, colectorul trebuie să fie în același timp dopat puternic pentru minimizarea pierderilor ohmice (datorită rezistențelor), în cazul în care tranzistorul trebuie să conducă curenți mari. Îndeplinirea acestor cerințe contradictorii se realizează prin doparea mai puternică a colectorului spre partea de contact metalic, și doparea mai ușoară a colectorului în apropierea bazei în comparație cu emitorul. Tensiunea de străpungere a joncțiunii emitor-bază scade până la aproximativ 7 V datorită dopării puternice a emitorului, în tranzistorii mici. Și tot datorită acestei dopări puternice, joncțiunea emitor-bază se comportă precum o diodă Zener polarizată invers.

Fabricarea mai multor tranzistoare pe același cip dă naștere unui *circuit integrat*, o reprezentare aproximativă a acestuia este dată în figura de mai sus (c).

Calitatea tranzistorilor discreți de tip PNP este aproape la fel de bună precum cea a tranzistorilor NPN. Totuși, tranzistorii PNP integrați nu sunt la fel de buni precum cei de tipul NPN, prin urmare, circuitele integrate folosesc tranzistori de tipul NPN în marea lor majoritate.

2.8 Tranzistorul cu efect de câmp (JFET)

Tranzistorul cu efect de câmp a fost propus de Julius Liliendfel în 1926 și 1933 sub formă de patent. Shockley, Brattain și Bardeen au investigat și e tranzistorul cu efect de câmp în 1947, dar dificultățile întâmpinate în realizarea acestuia i-au dus în schimb la dezvoltarea tranzistorului bipolar. Teoria tranzistorului cu efect de câmp a lui Shockley a fost publicată în 1952, dar tehnologia de procesare a materialelor nu era suficient de bine dezvoltată, astfel că doar în anul 1960 s-a reușit fabricarea unui dispozitiv funcțional de către John Atalla.

Un tranzistor cu efect de câmp (FET - field effect transistor), este un dispozitiv *unipolar*, ceea ce înseamnă că existența curentului depinde de un singur tip de purtători de sarcină. Dacă dispozitivul se bazează pe un material semiconductor de tip N, purtătorii de sarcină sunt electroni. Invers, pentru unul de tip P, purtătorii de sarcină sunt golurile.

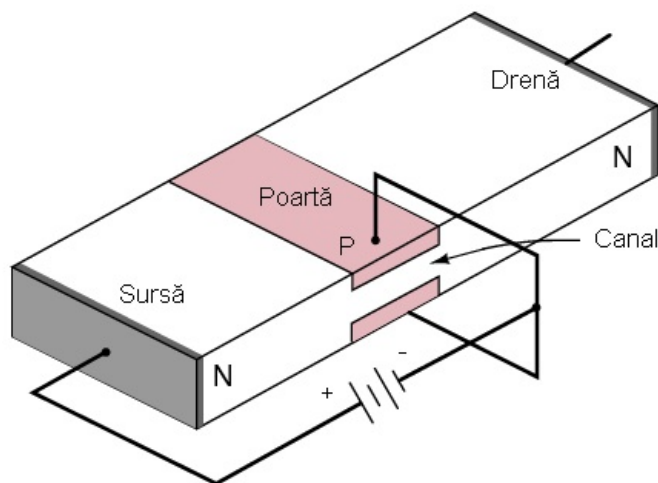


Figure 43: tranzistor cu efect de câmp cu jonctiune (JFET); secțiune transversală

La nivelul circuitului, funcționarea tranzistorilor cu efect de câmp este simplă. O tensiune aplicată pe *poartă*, elementul de intrare, controlează rezistența unei regiuni unipolare dintre *sursă* și *drenă* denumită *canal*; într-un dispozitiv de tip N, această regiune este reprezentată de un material semiconductor dopat de tip N⁻, cu terminale la ambele capete. Sursa și drenă sunt terminale echivalente cu emitorul și colectorul într-un tranzistor bipolar. Cu alte cuvinte, sursa este locul de plecare al purtătorilor de sarcină, iar drenă este locul înspre care aceștia se deplasează. Poarta este echivalentă bazei tranzistorului bipolar, iar în cadrul unui dispozitiv de tip N, este reprezentată de o regiune de tip P⁺ (dopată puternic) prezentă pe ambele laturi și în jurul canalului din centrul semiconductorului.

Curățenia este absolut necesară în cazul producerii tranzistorilor cu efect de câmp. Deși este posibilă producerea tranzistorilor bipolari în afara unui spațiu perfect curat, nu același lucru se poate spune și despre cei cu efect de câmp. Tranzistorul cu efect de câmp este mult mai simplu din punct de vedere conceptual decât cel bipolar, dar este foarte greu de produs.

În figura de mai sus, este prezentat un tranzistor cu efect de câmp cu jonctiune (JFET). Poarta constituie o jonctiune, și este polarizată invers pentru funcționarea corectă a dispozitivului. Curentul dintre sursă și drenă poate exista în ambele direcții. În figura de mai jos este reprezentată zona de golire a jonctiunii porții, datorită difuziei golurilor din regiunea de tip P (poartă) în regiunea de tip N (canal). Această difuzie duce la separarea purtătorilor de sarcină în zona jonctiunii și o zonă de golire non-conductivă la jonctiune.

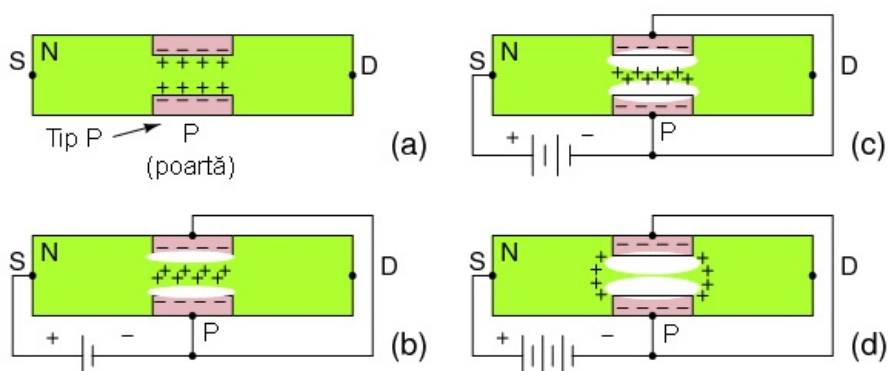


Figure 44: canalul tranzistorului cu efect de câmp cu jonctiune (JFET): (a) zona de golire a porții; (b) creșterea zonei de golire la polarizarea inversă; (c) zona de golire crește tot mai mult cu creșterea tensiunii de polarizare inversă; (d) blocarea canalului sursă-drenă (S-D) datorită creșterii tensiunii de polarizare inversă

Grosimea zonei de golire poate fi crescută prin aplicarea unei tensiuni moderate de polarizare inversă (figura de mai sus(b)). Acest lucru duce la creșterea rezistenței canalului sursă-drenă prin îngustarea acestuia. Creșterea în continuare a tensiunii de polarizare inversă duce la creșterea zonei de golire, scăderea grosimii canalului și creșterea rezistenței acestuia (c). Peste un anumit nivel (d), tensiunea de polarizare inversă, V_{GS} va bloca curentul prin canal, rezistența acestuia fiind foarte mare. Tensiunea de blocare, V_P este de câțiva volți în majoritatea cazurilor. Pe scurt, rezistența canalului sursă-drenă poate fi controlat cu ajutorul valorii de polarizarea inversă a porții.

Sursa și drenă sunt interschimbabile, ceea ce înseamnă că există posibilitatea deplasării electronilor în oricare dintre direcții pentru o tensiune mică a bateriei drenei (0.6 V). Cu alte cuvinte, bateria drenei poate fi înlocuită cu o sursă de tensiune scăzută în curent alternativ. Pentru valori mai mari a tensiunii drenei, de ordinul zecilor de volți pentru dispozitive mici, polaritatea alimentării este cea prezentată în figura de mai jos (a). Atenție, în unele cărți de specialitate, poarta (P) mai este denumită și grilă (G), sau cele două notații sunt folosite chiar concomitent. Am ales în această carte să rămânem la denumirea de poartă, iar aceasta este notată corespunzător pe desene cu P. În orice caz, cele două exprimări sunt echivalente.

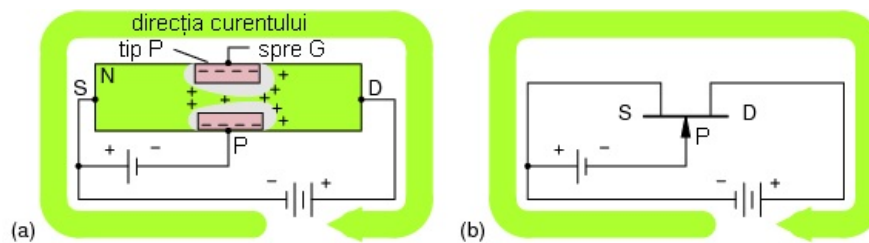


Figure 45: direcția curentului într-un tranzistor cu efect de câmp de tip N: (a) secțiune transversală; (b) simbolul schematic

Această sursă de tensiune a drenei, ce nu este prezentă în figurile precedente, distorsionează zona de golre, mărind-o înspre partea drenei. Aceasta este o reprezentare mult mai corectă a tensiunilor de curent continuu ale drenei, de la câțiva volți la zeci de volți. Pe măsură ce tensiunea drenă-sursă (U_{DS}) crește, zona de golre dinspre drenă crește spre această. Acest lucru duce și la creșterea lungimii canalului, cu efecte asupra rezistenței (crește) acestuia. Totuși, această creștere a rezistenței datorată creșterii lungimii canalului este foarte mică în comparație cu rezistența datorată polarizării inverse a porții. În figura de mai sus (b) este prezentat și simbolul schematic al unui tranzistor cu efect de câmp cu canal de tip N. Săgeata porții indică aceeași direcția ca și jonțiunea diodei, și corespunde regiunii de tip P. Celelalte două extremități (S și D), ce nu conțin nicio direcție, corespund materialului semiconductor de tip N.

În figura de mai sus este reprezentată și direcția curentului de la terminalul (-) a bateriei spre sursă (S), apoi spre drenă (D) și înspre terminalul (+) al bateriei. Acest curent poate fi controlat prin variația tensiunii de polarizare inversă a porții (P). O sarcină conectată în serie cu bateria „vede” o versiune amplificată a variației tensiunii de pe poartă.

1. Tranzistorul cu efect de câmp cu canal de tip P

Tranzistoarele cu efect de câmp pot fi realizate și cu canal de tip P, ceea ce înseamnă că poarta este realizată dintr-un material semiconductor dopat de tip N^+ (dopat puternic). Toate sursele de tensiune sunt inversate într-un circuit cu JFET de tip P față de cel cu canal de tip N (figura de mai jos (a)). Săgeata în acest caz este îndreptată dinspre poartă înspre sursa de polarizare inversă (figura de mai jos (b)).

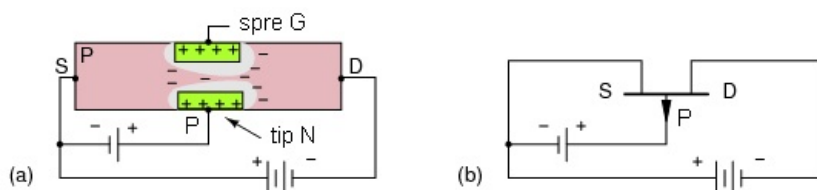


Figure 46: tranzistor cu efect de câmp cu canal de tip P: (a) tensiunile surselor de alimentare sunt inversate față de tranzistorul cu canal de tip N; (b) simbolul schematic - direcția săgeții porții este inversată

Modul de funcționare este asemănător tranzistorului cu efect de câmp cu canal de tip N prezentat mai sus.

2. Modul de confecționare

Dispozitivele discrete sunt confecționate conform figurii de mai jos (a), iar circuitele integrate cu tranzistoare cu efect de câmp, sunt confecționate conform figurii de mai jos (b). Poarta este dopată puternic, P^+ , pentru obținerea unei zone de golire cât mai mari. Sursa și drenea acestui dispozitiv de tip N sunt și ele dopate puternic, N^+ , pentru obținerea unei rezistențe de conexiune cât mai mici. Totuși, canalului din jurul porții este dopat ușor, N^- , pentru a permite trecerea golurilor dinspre poartă înspre canal.

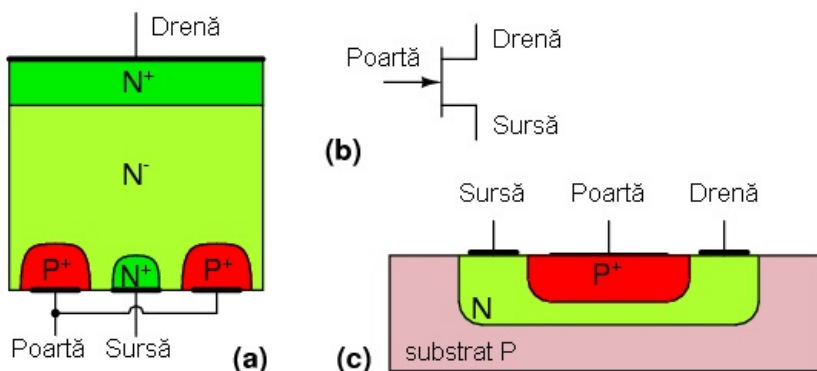


Figure 47: tranzistorul cu efect de câmp cu jonțiune: (a) secțiune transversală printr-un dispozitiv discret; (b) simbolul schematic; (c) secțiune transversală printr-un circuit integrat

2.9 Tranzistorul cu efect de câmp cu poartă izolată (MOSFET)

Tranzistorul cu efect de câmp cu poartă izolată (IGFET), cunoscut și sub numele de „tranzistor cu efect de câmp cu metal oxid” (MOSFET), este un dispozitiv derivat al tranzistorului cu efect de câmp (FET). În prezent, majoritatea tranzistorilor folosiți în circuitele integrate sunt de acest tip, cu toate că tranzistorii bipolari cu jonțiune (BJT) discreți sunt mult mai numeroși decât dispozitivele discrete de tip MOSFET. Numărul de tranzistori MOSFET dintr-un circuit integrat poate ajunge la câteva sute de milioane. Dimensiunea unui MOSFET individual este sub un micron.

Sursa, poarta și drenea sunt asemănătoare cu cele de la FET-uri. Totuși, contactul porții nu realizează o conexiune directă cu materialul semiconductor, cum era cazul FET-urilor. Poarta unui MOSFET reprezintă un strat metalic sau de polisiliciu așezat peste un strat de dioxid de siliciu (SiO_2) izolator. Poarta seamănă foarte mult cu un condensator de tip MOS (figura de mai jos).

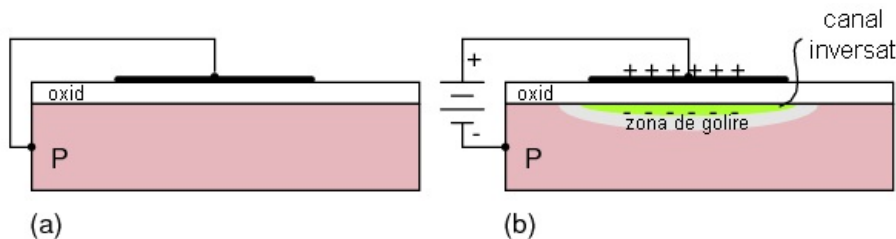


Figure 48: condensator MOS cu canal de tip N: (a) nepolarizat; (b) polarizat

La polarizare, polaritatea armăturilor condensatorului va deveni cea a terminalilor bateriei. Armătura inferioară, de tip P formează un canal inversat datorită excesului de electroni din apropierea oxidului format prin respingerea electronilor terminalului negativ al bateriei înspre oxid și atragerea acestora spre armătura pozitivă. Acest canal duce și la formarea unei zone de golire ce izolează canalul de restul substratului de siliciu.

În figura de mai jos, un condensator de tip MOS este plasat între o pereche de material semiconductor de tip N aflat într-un substrat de tip P. Când nu există sarcină pe condensator (a), poarta nu este polarizată, iar sursa, drenă și cele două regiuni de tip N rămân izolate din punct de vedere electric.

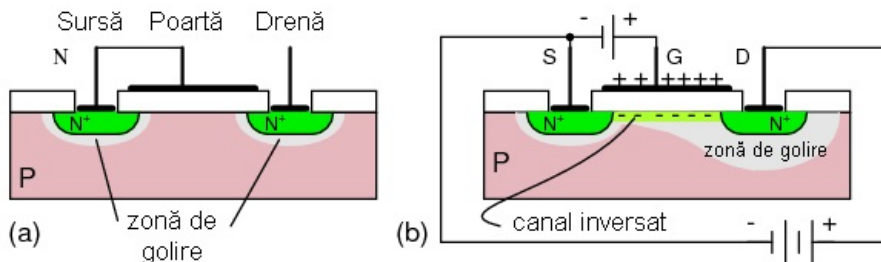


Figure 49: MOSFET cu canal N: (a) poartă nepolarizată; (b) polarizarea directă a porții

Aplicarea unei polarizări directe duce la încărcarea condensatorului (porții) (figura de mai sus (b)). Poarta de deasupra stratului de oxid se încarcă pozitiv de la baterie. Substratul de tip P de sub poartă se încarcă negativ. Sub poarta oxidului se va forma o regiune inversată cu un exces de electroni. Această regiune conectează sursa și drenă de tip N, formând o regiune continuă de tip N între cele două. Astfel, MOSFET-ul, ca și FET-ul, este un dispozitiv unipolar. Doar un singur tip de purtător de sarcină este responsabil pentru conducție. Exemplul de mai sus este un MOSFET cu canal de tip N. Conducția unui curent mare este posibilă prin aplicarea unei tensiuni între sursă și drenă. Un circuit practic ar avea conectată o sarcină în serie cu bateria drenă.

MOSFET-ul, ca și FET-ul, este un dispozitiv controlat în tensiune. O tensiune aplicată porții controlează curentul dinspre sursă spre drenă. Poarta nu necesită un curent permanent, ci are nevoie doar de un curent inițial pentru încărcarea condensatorului porții.

1. Modul de confecționare

Secțiunea transversală a unui MOSFET de tip N este prezentată în figura de mai jos (a). Sursa și drenă sunt dopate puternic, N^+ , pentru reducerea pierderilor rezistive datorită curenților dinspre sursă spre drenă. N^- indică o regiune cu dopaj scăzut. Regiunea P de sub poartă, aflată între sursă și drenă, poate fi inversată prin aplicarea unei tensiuni de polarizare directă. Simbolul MOSFET-ului este reprezentat în figura de mai jos (b).

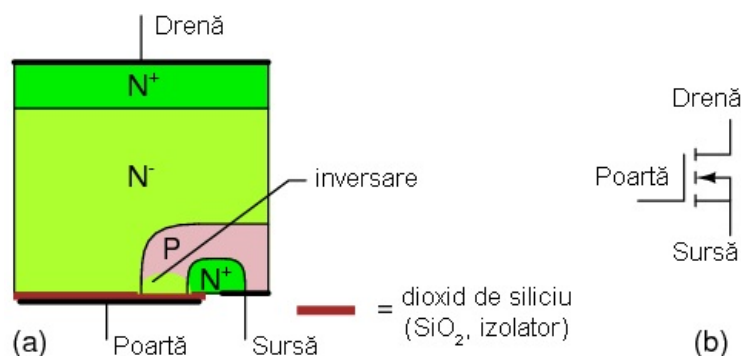


Figure 50: MOSFET cu canal N: (a) secțiune transversală; (b) simbolul schematic

MOSFET-urile sunt dispozitive cu patru terminale: sursă, poartă, drenă și substrat. Substratul este conectat la sursă în cazul MOSFET-urilor discrete, astfel încât dispozitivul final are doar trei terminale. MOSFET-urile realizate într-un circuit integrat au un substrat comun tuturor dispozitivelor. Această conexiune comună se regăsește de obicei la ieșirea cipului și se conectează la împământare sau la o sursă de tensiune.

O altă variantă a MOSFET-ului, V-MOS, este de fapt un MOSFET de putere îmbunătățit, și este prezentat în figura de mai jos. O altă variantă, similară, U-MOS, este mult mai ușor de produs.

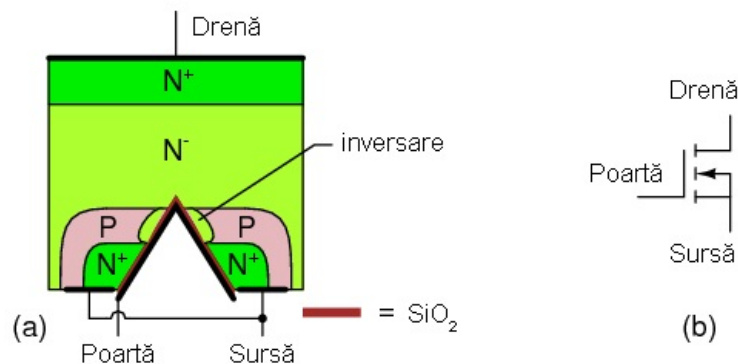


Figure 51: V-MOS cu canal N: (a) secțiune transversală; (b) simbolul schematic

2.10 Tiristorul

Tiristoarele reprezintă o plajă largă de dispozitive semiconductoare bipolare folosind patru (sau mai multe) straturi alternante N-P-N-P. În categoria tiristoarelor intră: redresoare controlate pe bază de siliciu (SCR), TRIAC-uri, DIAC-uri, tiristoare tip GTO, tranzistoare uni-joncțiune (UJT), tranzistoare uni-joncțiune programabile (PUT). Vom analiza aici doar SCR-ul, deși vom menționa și GTO-ul.

Tiristorul cu patru straturi a fost propus de Shockley în 1950, deși practic, acesta a fost construit mulți ani mai târziu de către General Electric. Puterile suportate de SCR ajung până la ordinul MW.

Redresorul controlat pe bază de siliciu este o diodă cu patru straturi și o poartă, asemenea figurii de mai jos (a):

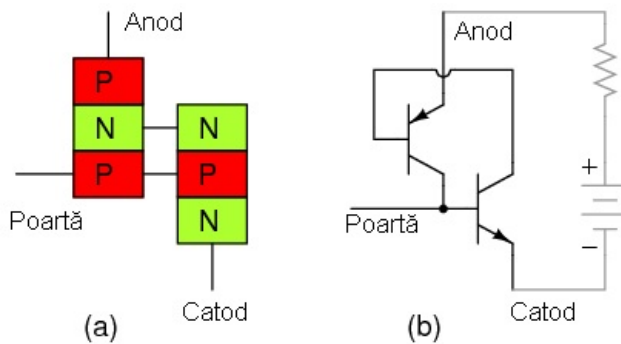


Figure 52: tiristorul SCR (redresor controlat pe bază de siliciu): (a) modul de dopare al straturilor; (b) circuit cu tranzistoare bipolare cu joncțiune echivalent

Dacă este „pornit”, acesta se comportă precum o diodă, pentru o singură polaritate a curentului. Dacă nu este „pornit”, nu conduce curent. Modul de funcționare poate fi explicat cu ajutorul conexiunii echivalente realizate din tranzistoare bipolare cu joncțiune din figura de mai sus (b). Un semnal de pornire pozitiv este aplicat între poartă și catod. Tranzistorul NPN echivalent va începe să conducă curent ceea ce va duce și la declanșarea conducerii tranzistorului PNP. În acest moment, tranzistorul NPN va conduce curent chiar și în absența semnalului pe poartă, Odată ce un dispozitiv SCR începe să conducă, o va face atâta timp cât este prezentă o tensiune pe anod (infinit, în cazul circuitului cu baterie de mai sus).

1. Modul de confecționare

Catodul unui SCR, ce corespunde emitorului echivalent al tranzistorului NPN este puternic dopat, N^+ . Anodul, ce corespunde emitorului echivalent al tranzistorului PNP, este și el puternic dopat, P^+ . Celelalte două regiuni din mijloc, ce corespund bazei și colectorului tranzistoarelor echivalente, sunt dopate mai ușor, N^- și P (figura de mai jos (a)). Simbolurile tiristoarelor SCR și GTO sunt prezentate de asemenea în figura de mai jos ((b) respectiv (c)).

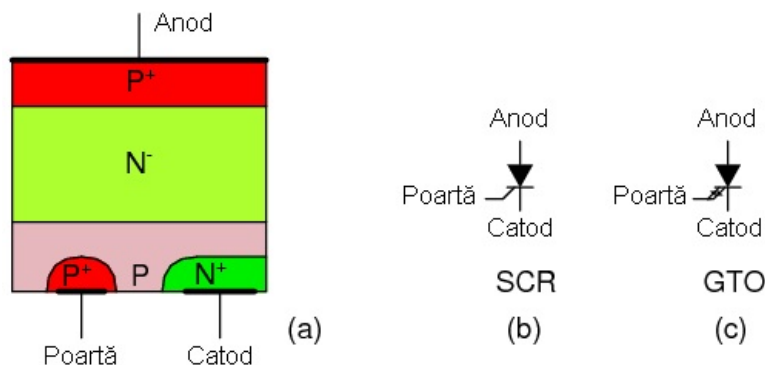


Figure 53: tiristoare: (a) secțiune transversală; (b) simbolul schematic al redresorului controlat pe bază de siliciu (SCR) (c) simbolul tiristorului de tip GTO

3 Dioda

3.1 Principiul de funcționare

Dioda este un dispozitiv electric ce permite trecerea curentului doar într-o singură direcție. Cea mai folosită diodă în circuitele

electrice este cea *semiconductoare*, deși există și alte tehnologii (vezi fizica dispozitivelor semiconductoare!). Simbolul diodelor semiconductoare este prezentat în figura de mai jos (săgețile indică deplasarea reală a electronilor prin diodă):

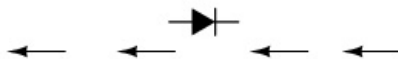


Figure 54: simbolul schematic al diodei semiconductoare: săgețile indică direcția de deplasare a electronilor

La conectarea într-un circuit simplu, format dintr-o baterie și o lampă, dioda fie va permite trecerea curentului spre lampă, fie o va bloca, în funcție de polaritatea tensiunii aplicate.

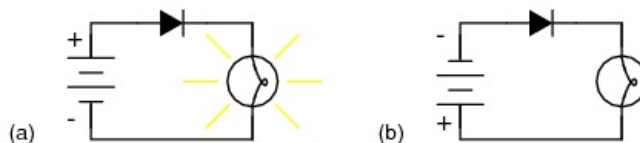


Figure 55: mod de funcționare al diodei: (a) polarizarea directă a diodei - trecerea curentului este permisă; (b) dioda este polarizată invers - trecerea curentului este blocată

Atunci când polaritatea bateriei este astfel încât este permisă trecerea electronilor prin diodă, spunem că dioda este *polarizată direct*. Invers, când trecerea electronilor este blocată datorită inversării bateriei, spunem că dioda este *polarizată invers*. Putem să ne gândim la diodă ca la un întrerupător: „închisă”, când este polarizată și „deschisă” când este polarizată invers.

Comportamentul diodei este analog comportamentului dispozitivului hidraulic denumit *supapă de închidere*. O supapă de închidere permite trecerea fluidului doar într-o singură direcție:

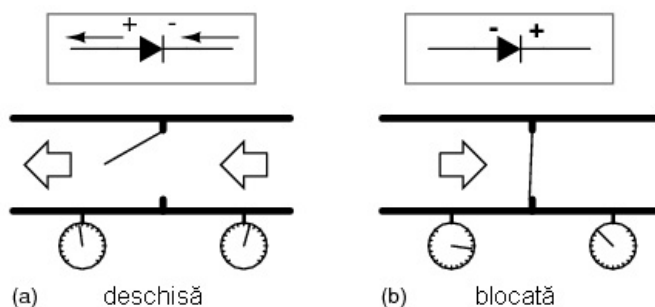


Figure 56: analogie dintre o diodă și o supapă de închidere hidraulică: (a) supapa este deschisă și permite trecerea fluidului; (b) supapa este blocată și nu permite trecerea fluidului

Supapele de închidere sunt de fapt dispozitive controlate cu ajutorul presiunii: acestea se deschid și permit trecerea fluidului dacă „polaritatea” presiunii pe suprafața lor este corectă. Dacă „polaritatea” presiunii este de sens contrar, diferența de presiune pe suprafața valvei va duce la închiderea acesteia, iar curgerea fluidului nu mai este posibilă.

Același lucru este valabil și în cazul diodelor, doar că în acest caz presiunea este reprezentată de tensiune. Să reluăm circuitul de mai sus, dar folosind de această dată un aparat de măsură pentru determinarea căderilor de tensiune pe diferite componente ale circuitului.

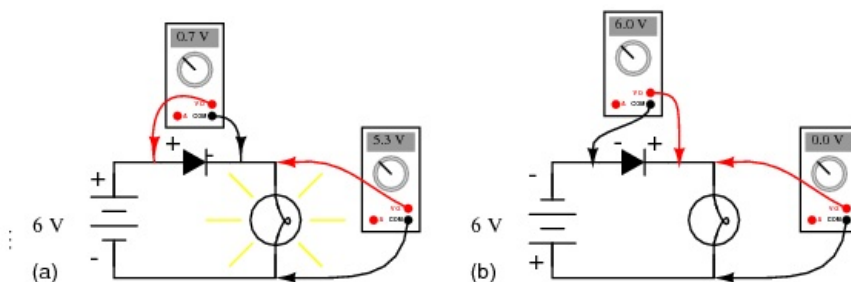


Figure 57: măsurarea căderilor de tensiune într-un circuit simplu cu diodă: (a) polarizarea directă a diodei; (b) polarizarea inversă a diodei

O diodă polarizată direct conduce curent și prezintă o cădere mică de tensiune la bornele sale, astfel încât majoritatea tensiunii disponibile la bornele sursei de alimentare se regăsește pe lampă (sarcină). Dacă polaritatea bateriei este inversată, dioda devine polarizată invers, și *toată* tensiunea disponibilă la bornele sursei de alimentare se regăsește pe diodă, iar căderea de tensiune pe sarcină va fi egală cu zero. Putem considera dioda ca fiind un întrerupător „automat” (se închide când este polarizat direct și se deschide când este polarizat invers). Singura diferență notabilă este căderea de tensiune mult mai mare la bornele diodei (0.7 V), față de căderea de tensiune pe un întrerupător mecanic (câțiva mV).

Această cădere de tensiune de polarizare directă se datorează acțiunii zonei de golire formată de joncțiunea P-N sub influența tensiunii aplicate. Dacă nu există nicio tensiune aplicată la bornele diodei semiconductoare, existența zonei de golire înguste în jurul joncțiunii P-N previne apariția curentului (figura de mai jos (a)). Purtătorii de sarcină aproape că lipsesc în zona de golire, și prin urmare aceasta se comportă precum un izolator.

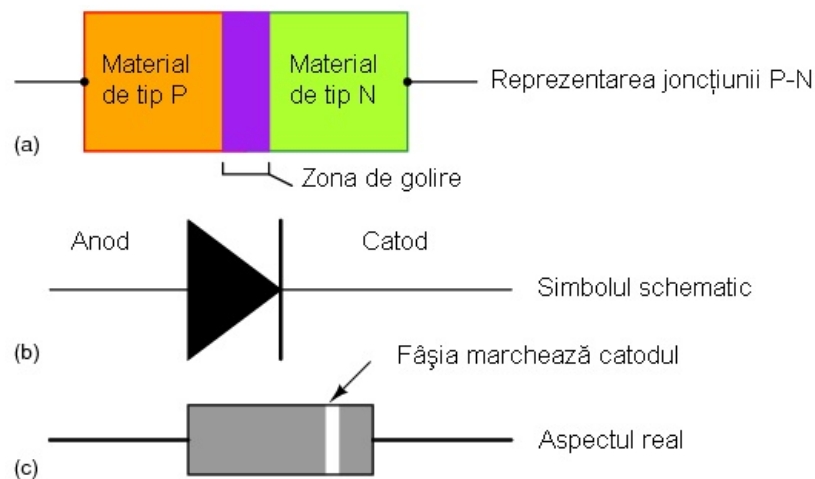


Figure 58: reprezentarea diodei: (a) joncțiunea P-N; (b) simbolul schematic; (c) aspectul real al diodei

Dacă dioda este polarizată invers, zona de golire se extinde și blochează și mai bine trecerea curentului prin dispozitiv.

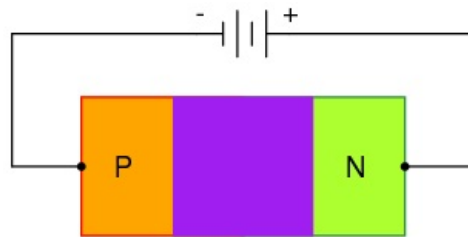


Figure 59: polarizarea inversă a diodei duce la creșterea zonei de golire și la blocarea acesteia

Dacă dioda este polarizată direct însă, zona de golire devine mult mai subțire (figura de mai jos (a), polarizare parțială), iar rezistența față de curent scade. Pentru funcționarea corectă a diodei însă, zona de golire trebuie să dispară complet. Acest lucru se poate realiza prin aplicarea unei anumite tensiuni minime, denumită *tensiune de polarizare directă* (figura de mai jos (b)), care pentru diodele de siliciu este în mod normal 0.7 V, iar pentru cele de germaniu de doar 0.3 V.

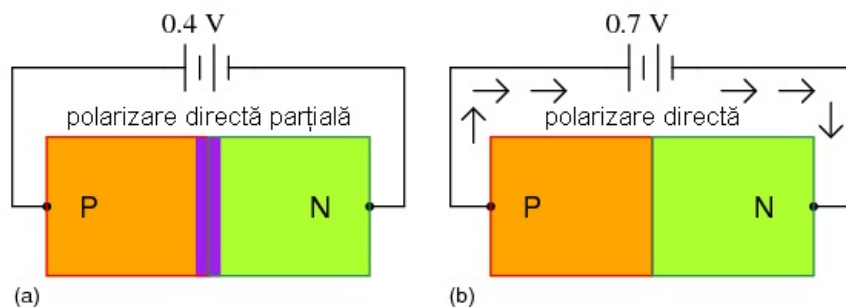


Figure 60: polarizarea directă a diodei: (a) parțială; (b) completă

Căderea de tensiune la bornele diodei rămâne aproximativ constantă pentru o gamă largă de curenți prin diodă. Pentru analiza circuitelor electronice simplificate, putem considera căderea de tensiune pe diodă ca fiind constantă (nu depinde de valoarea curentului prin diodă).

Ecuția exactă ce descrie curentul printr-o diodă poartă numele de *ecuația diodei*:

$$I_D = I_S (e^{qV_D/NkT} - 1)$$

Unde,

I_D = Curentul diodei (A)

I_S = Curentul de saturație (aprox. 10^{-12} A)

e = Constanta lui Euler (2.718)

q = Sarcina electronului (1.6×10^{-19} C)

V_D = Tensiunea aplicată la bornele diodei (V)

N = Factor de idealitate sau
coeficient de emisie (între 1 și 2)

k = Constanta lui Boltzmann (1.38×10^{-23})

T = Temperatura joncțiunii (K)

Figure 61: ecuația diodei

Termenul q/KT descrie tensiunea produsă în joncțiunea P-N datorită acțiunii temperaturii, și poartă numele de *tensiune termică*, sau V_T . La temperatura camerei, această temperatură este de aproximativ 26 mV. Cunoscând acest fapt, și considerând factorul de

idealitate ca fiind 1, putem simplifica ecuația de mai sus și să ajungem la următoarea relație:

$$I_D = I_S (e^{V_D/0.026} - 1)$$

Unde,

I_D = Curentul diodei (A)

I_S = Curentul de saturație (aprox. 10^{-12} A)

e = Constanta lui Euler (2.718)

V_D = Tensiunea aplicată la bornele diodei (V)

Figure 62: ecuația diodei simplificată

Această ecuație nu trebuie neapărat luată în considerare la analiza circuitelor simple cu diode, ci este menționată aici doar pentru a înțelege faptul că există o variație a căderii de tensiune la bornele diodei pentru diferite valori ale curenților prin diodă. Această variație este foarte mică, aceasta fiind și motivul pentru care se consideră că, la bornele diodei, căderea de tensiune rămâne constantă la 0.7 (siliciu) sau 0.3 V (germaniu). Totuși, unele circuite folosesc în mod intenționat relația curent/tensiune a joncțiunii P-N, și ele pot fi înțelese doar în contextul acestei ecuații. De asemenea, din moment ce temperatura este un factor în ecuația diodei, o joncțiune P-N polarizată direct poate fi folosită ca un dispozitiv de determinare a temperaturii, iar această utilizare poate fi înțeleasă doar dacă înțelegem în primul rând ecuația diodei de mai sus.

Deși o diodă polarizată invers, nu permite curentului să treacă prin ea datorită extinderii zonei de golire, în realitate există un mic curent de scurgere ce trece prin diodă chiar și la polarizarea inversă, iar acest curent poartă numele de *curent invers*. Curentul invers poate fi însă ignorat pentru majoritatea aplicațiilor. Dioda nu poate suporta o tensiune de polarizare inversă infinit de mare. Dacă această tensiune devine prea mare, dioda va fi distrusă datorită unei condiții denumite *străpungere*. Această tensiune inversă maximă poartă numele de *tensiune de străpungere (inversă)*, notată cu V_S . Tensiunea de străpungere crește odată cu creșterea temperaturii și scade cu scăderea temperaturii - exact invers față de tensiunea de polarizare directă. Mai jos este prezentat graficul curent-tensiune al diodei:

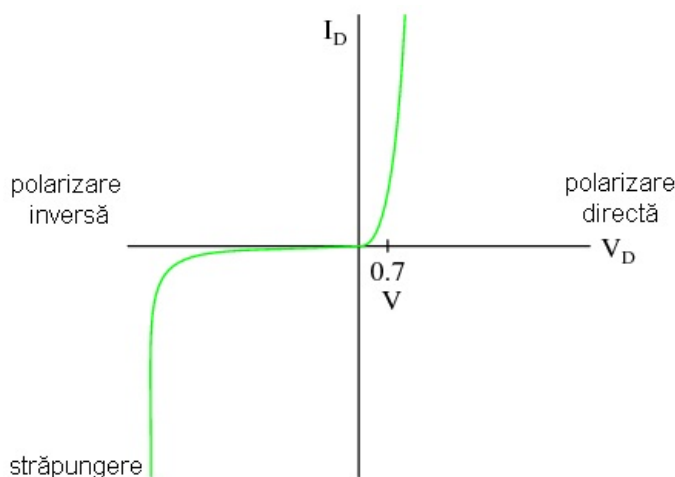


Figure 63: graficul curent-tensiune al diodei

3.2 Verificarea diodei cu ajutorul ohmmetrului

Din moment ce o diodă nu este nimic altceva decât o valvă uni-direcțională de curent, putem verifica acest lucru folosind un ohmmetru alimentat în curent continuu (cu baterie). La conectarea diodei într-o anumită direcție, aparatul de măsură ar trebui să indice o rezistență foarte mică (figura de mai jos (a)), iar la conectarea inversă, aparatul ar trebui să indice o rezistență foarte mare (figura de mai jos (b)). („OL” reprezintă o valoare prea mare ce nu poate fi indicată de aparatul de măsură (din engl. Over-Limit); în acest caz, putem considera rezistența ca fiind infinită).

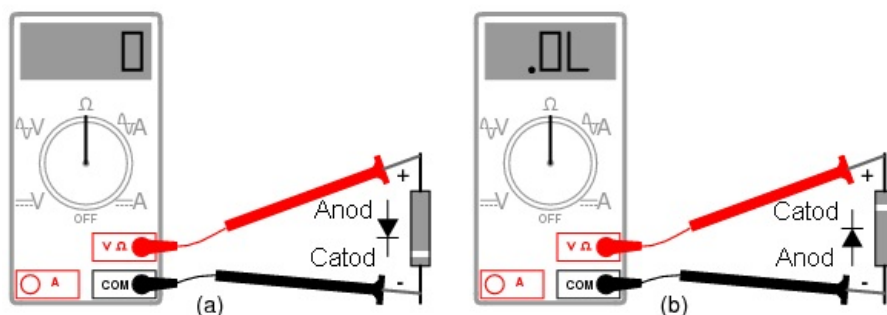


Figure 64: determinarea polarității diodei cu ajutorul aparatului de măsură: (a) rezistența mică între anod și catod indică polarizarea directă a diodei; (b) inversarea sondeilor aparatului de măsură duce la polarizarea inversă a diodei, indicată de rezistența foarte mare (infinită)

Desigur, determinarea polarității diodei (care terminal este anodul și care catodul) necesită ca în primul rând să cunoaștem care din sondele aparatului de măsură este cea pozitivă (+) și care sondă este cea negativă (-), atunci când aparatul este trecut pe funcția „Ω”. La majoritatea multimetrelor digitale, sonda roșie reprezintă terminalul pozitiv iar sonda neagră reprezintă terminalul negativ, atunci când aparatul setat pe măsurarea rezistențelor. Totuși, acest lucru nu este valabil pentru toate multimetrele, existând

posibilitatea ca sonda neagră să fie pozitivă (+) și cea roșie negativă (-).

Problema folosirii unui ohmmetru pentru verificarea unei diode, este că indicația afișajului are doar valoare calitativă, nu și cantitativă. Cu alte cuvinte, un ohmmetru poate doar să ne spună dacă dioda funcționează (dacă aceasta conduce curent), dar valoarea rezistenței obținute din măsurătoare nu ne este de niciun folos. Dacă un ohmmetru indică o valoare de 1.73Ω la polarizarea directă, această valoare nu este folositoare unui tehnician sau celui care proiectează circuitul. Această valoare nu reprezintă nici căderea de tensiune la polarizarea directă și nici rezistența materialului semiconductor din diodă, ci este o mărime dependentă de ambele cantități și variază substanțial în funcție de ohmmetrul folosit pentru efectuarea citirii.

Din acest motiv, unele multimetre digitale sunt prevăzute cu o funcție specială de „verificare a diodei” ce indică tensiunea reală de polarizare directă a diodei, în volți, în loc de o rezistență în ohmi. Principiul de funcționare a acestor aparate de măsură constă în forțarea unui curent mic prin diodă și măsurarea căderii de tensiune dintre cele două borne ale diodei.

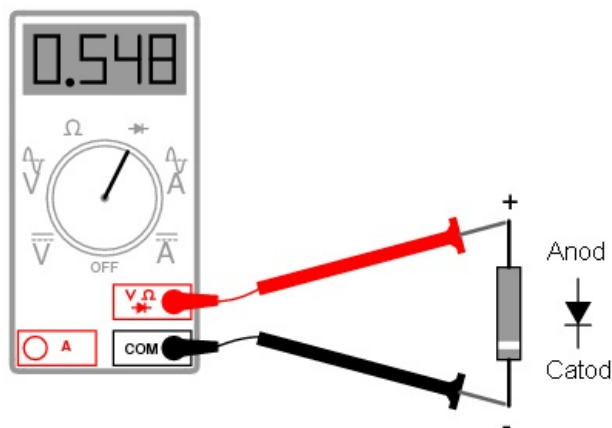


Figure 65: determinarea tensiunii de polarizare directă a diodei folosind un multimetru digital echipat cu funcția de verificare a diodelor

Totuși, valoarea tensiunii de polarizare directă indicată de aceste aparate va fi de obicei mai mică decât valoarea „normală” de 0.7 V, deoarece curent furnizat de aparatul de măsură prin diodă este foarte mic. Dacă nu avem la dispoziție un multimetru cu funcție de verificare a diodelor, sau dacă vrem să măsurăm tensiunea de polarizare directă a diodei folosind un curent mai mare, putem realiza un circuit electric precum în figura de mai jos, folosind o baterie, un rezistor și un voltmetru:

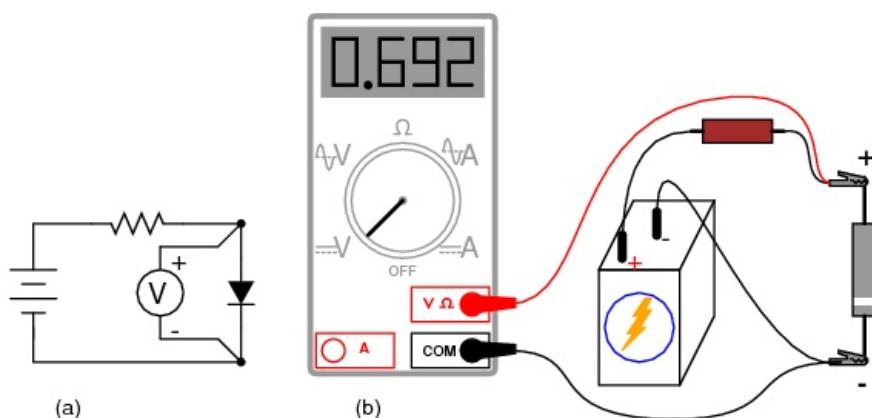


Figure 66: măsurarea tensiunii de polarizare directă a diodei folosind un aparat de măsură (voltmetru), o baterie și un rezistor:
(a) schema electrică; (b) schema practică

3.3 Parametrii diodei

Pe lângă tensiunea de polarizare directă (V_F) și tensiunea de străpungere (V_S), mai există mulți alți parametri importanți ai diodelor pentru proiectarea circuitelor și alegerea componentelor. Producătorii de dispozitive semiconductoare oferă aceste specificații ale produselor în publicații denumite *cataloge*. Catalogele producătorilor de componente pot fi găsite în cărți de specialitate sau pe interne.

Pentru simplificarea explicațiilor, am folosit în unele situații „tensiunea directă” în loc de „tensiunea de polarizare directă” sau „curentul direct” în loc de „curentul de polarizare direct”. Cele două exprimări sunt însă echivalente.

Principalele caracteristici ale diodelor, trecute în cataloge, sunt următoarele:

V_{RRM} - tensiunea inversă repetitivă maximă, este tensiunea maximă inversă la care poate rezista dioda, atunci când această tensiune este atinsă în mod repetat. Ideal, această valoare ar fi infinită.

V_R sau V_{DC} - tensiunea maximă inversă de curent continuu, este valoarea maximă a tensiunii la care dioda poate funcționa neîntrerupt, fără distrugerea acesteia. Ideal, această valoare a fi infinită.

V_F - tensiunea (de polarizare) directă maximă, de obicei este specificată împreună cu valoarea curentului direct. Ideal, această valoare ar fi zero: ideal, dioda nu ar prezenta niciun fel de opoziție în fața deplasării electronilor. În realitate, tensiunea directă este descrisă de ecuația diodei.

$I_{F(AV)}$ - valoarea maximă (medie) a curentului direct, valoarea maximă medie a curentului pe care bobina o poate suporta la polarizarea directă. Această limitare este practic o limitare termică: câtă căldură poate „suporta” joncțiunea P-N, având în vedere că puterea disipată reprezintă produsul dintre curent și tensiune, iar tensiunea de polarizare directă depinde atât de curent cât și de temperatura joncțiunii. Ideal, această valoare ar fi infinită.

I_{FSM} sau $I_{F(vârf)}$ - curentul de polarizare directă maxim, reprezintă curentul de vârf maxim pe care dioda îl poate conduce la polarizare directă, fără ca acest curent să ducă la distrugerea diodei. Din nou, această valoare este limitată de capacitatea termică a joncțiunii diodei, și este de obicei mult mai mare decât valoarea curentului mediu datorită inerției termice. Ideal, această valoare

ar fi infinită.

P_D - puterea maximă disipată totală, reprezintă valoarea puterii (în watt) pe care dioda o poate disipa fără ca această putere să ducă la distrugerea diodei. Această valoare este limitată de capacitatea termică a diodei. Ideal, această valoare ar fi infinită.

T_J - temperatura de funcționare a joncțiunii, reprezintă temperatura maximă admisă a joncțiunii P-N a diodei, valoare dată de obicei în $^{\circ}\text{C}$. Căldura reprezintă punctul critic al dispozitivelor semiconductoare: acestea *trebuie* menținute la o temperatură cât mai apropiată de temperatura camerei pentru funcționarea lor corectă și o durată de funcționare cât mai lungă.

T_{STG} - temperatura de depozitare, reprezintă valoarea temperaturii de stocare a diodelor (nepolarizate).

$R(\Theta)$ - rezistența termică, reprezintă diferența dintre temperatura joncțiunii și temperatura aerului exteriori diodei ($R(\Theta)_{JA}$), sau dintre joncțiune și contacte ($R(\Theta)_{JL}$), pentru o anumită putere disipată. Valoarea este exprimată în $^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Ideal, această valoare ar fi zero, ceea ce ar însemna că învelișul (carcasa) diodei ar fi un conductor și radiator termic perfect, fiind capabil să transfere energia sub formă de căldură dinspre joncțiune spre mediul exterior (sau spre contacte) fără nicio diferență de temperatură existența în grosimea carcasi. O rezistență termică ridicată se traduce prin faptul că dioda va stoca o temperatură excesivă în jurul joncțiunii (punctul critic), în ciuda eforturilor susținute de răcire a mediului exterior diodei; acest lucru duce la limitarea puterii maxime disipate.

I_R - curentul maxim de polarizare inversă, reprezintă valoarea curentului prin diodă la polarizarea inversă și aplicarea tensiunii de polarizare inversă maximă de curent continuu (V_{DC}). Mai este cunoscut și sub numele de *curent de scăpări*. Ideal, această valoare ar fi zero, deoarece o diodă perfectă ar bloca toți curenții atunci când este polarizată inversă. În realitate, această valoare este mică în comparație cu valoarea curentului maxim de polarizare directă.

C_J - capacitatea tipică a joncțiunii, reprezintă capacitatea intrinsecă joncțiunii, datorită comportării zonei de golire precum un dielectric între anod și catod. Această valoare este de obicei foarte mică, de ordinul picofarazilor (pF).

t_{rr} - timpul de revenire invers, reprezintă durata de timp necesară „stingerii” diodei atunci când tensiunea la bornele sale alternează între polarizare directă și polarizare inversă. Ideal, această valoare ar fi zero: dioda se „stinge” imediat după inversarea polarității. Pentru o diodă redresoare tipică, timpul de revenire este de ordinul zecilor de microsecunde (ms); pentru o diodă de comutație rapidă, acest timp poate ajunge la doar câteva nanosecunde (ns).

Majoritatea acestor parametri variază cu temperatura sau alte condiții de operare, prin urmare, o singură valoare nu poate descrie complet niciun parametru. Prin urmare, producătorii pun la dispoziție grafice ale variațiilor parametrilor cu temperatura (sau alte variabile).

3.4 Circuite redresoare

Cea mai populară aplicația e diodelor este *redresarea*. Pe scurt, redresarea reprezintă transformarea curentului alternativ în curent continuu. Acest lucru implică folosirea unui dispozitiv ce permite trecerea electronilor doar într-o singură direcție, iar dioda realizează tocmai acest lucru.

1. Redresorul monoalternanță

Cel mai simplu circuit de redresare îl reprezintă redresorul monoalternanță. Acesta permite doar trecerea unei jumătăți a formei de undă de curent alternativ înspre sarcină:

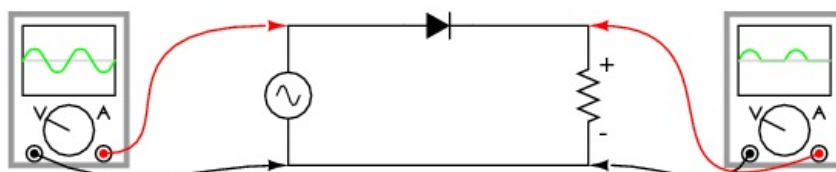


Figure 67: redresorul monoalternanță

Pentru majoritatea aplicațiilor de putere însă, redresarea monoalternanță nu este suficientă. Conținutul armonic al undei de ieșire este foarte mare și prin urmare dificil de filtrat. Mai mult, sursa de tensiune alternativă este „văzută” de sursă doar odată la fiecare jumătate de perioadă, ceea ce înseamnă că mare parte din capacitatea sursei nu este folosită. Redresarea monoalternanță este totuși o modalitate foarte ușoară de reducere a puterii generate pe o sarcină rezistivă. Unele comutatoare cu rezistență reglabilă folosite la lămpi, aplică întreaga tensiune de curent continuu pe filamentul „lămpii” în poziția „maxim”, și doar o jumătate (folosind un redresor monoalternanță) din tensiunea maximă disponibilă pe celalaltă poziție, pentru o intensitate luminoasă mai scăzută:

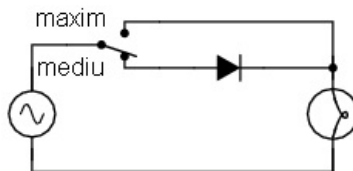


Figure 68: utilizarea redresorului monoalternanță; comutator cu rezistență reglabilă cu două nivele

Când întrerupătorul este în poziție mediu, lampa incandescentă primește aproximativ jumătate din puterea disponibilă la sursa de curent alternativ. Datorită faptului că forma de undă monoalternanță pulsează mult mai rapid decât timpul necesar pentru încălzirea și răcirea filamentului, lampa nu „clipește”, ci, filamentul ei pur și simplu operează la o temperatură mai mică decât temperatura normală de funcționare.

2. Redresor dublă alternanță cu punct median

Pentru redresarea și folosirea ambelor alternanțe a undelor sinusoidale, avem nevoie de o altă configurație a circuitului redresor, și anume, un redresor *dublă alternanță*. Una dintre posibilități este realizarea redresorului cu punct median, folosind un transformator cu priză mediană pe înfășurarea secundară și două diode:

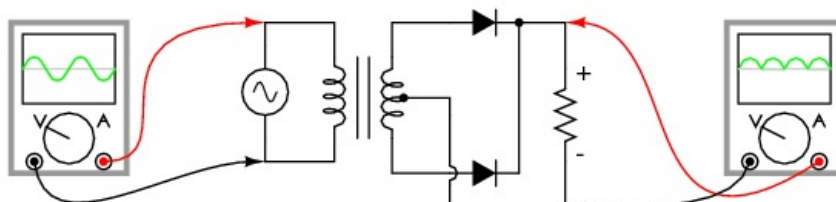


Figure 69: redresor dublă alternanță cu punct median

Putem înțelege mult mai bine funcționarea acestui redresor dacă luăm pe rând fiecare jumătate de perioadă (semi-perioadă). Să considerăm de exemplu prima jumătate a perioadei, când polaritatea tensiunii de alimentare este pozitivă (+) sus și negativă (-) jos. În această situație, doar dioda de sus va conduce, iar dioda de jos este blocată. Sarcina „vede” prima jumătate a formei de undă sinusoidale, pozitiv sus și negativ jos. Doar partea de sus a înfășurării secundare a transformatorului conduce curent în acest caz:

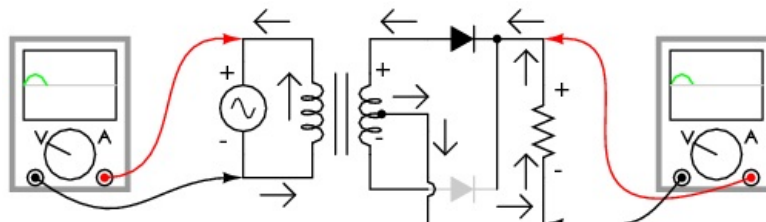


Figure 70: redresor dublă alternanță cu punct median; observarea primei jumătăți a perioadei tensiunii de alimentare alternative

În a doua parte a perioadei, polaritatea tensiunii alternative se inversează. În acest caz, cealaltă diodă, cea de jos, și cealaltă jumătate a secundarului transformatorului, vor conduce curent, iar celelalte porțiuni ale circuitului ce au fost active la pasul precedent, nu vor conduce curent. Sarcina „vede” și în acest caz o jumătate de formă de undă sinusoidală, de *aceiași* polaritate ca și în cazul precedent: pozitiv în partea de sus și negativ în partea de jos:

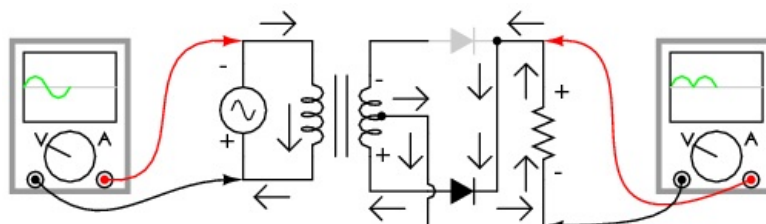


Figure 71: redresor dublă alternanță cu punct median; observarea celei de a doua jumătăți a perioadei tensiunii de alimentare alternative

Un mare dezavantaj al acestei configurații este necesitatea folosirii unui transformator cu priză mediană pe înfășurarea secundară. Dacă circuitul în cauză este un circuit de putere mare, mărimea și costul unui astfel de transformator pot fi suficient de mari. Prin urmare, redresorul dublu alternanță cu punct median este folosit doar în aplicațiile de putere mică. Polaritatea sarcinii poate fi inversată prin inversarea direcțiilor diodelor. Mai mult, diodele inversate pot fi conectate în paralel cu configurația pozitivă deja existentă. Rezultatul este un redresor dublă alternanță cu polaritate dublă. Modul de conectare al diodelor este același ca și la redresorul în punte.

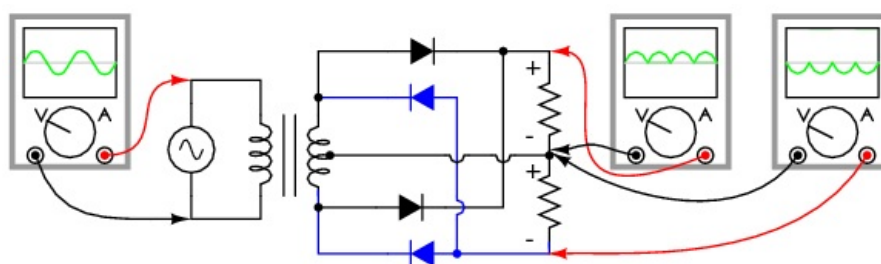


Figure 72: redresor dublă alternanță cu punct median cu polaritate dublă

3. Redresor dublă alternanță în punte

Probabil că cel mai popular redresor este cel dublă alternanță în punte. Aceste utilizează patru diode conectate în punte:

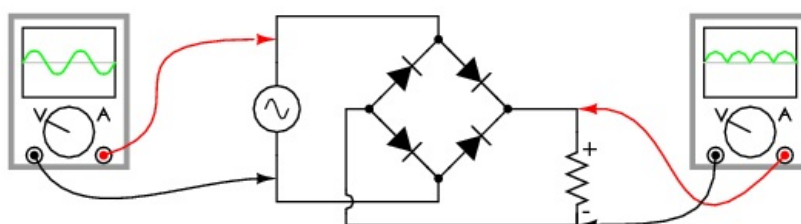


Figure 73: Redresor dublă alternanță în punte

Direcția curentului pentru semi-perioadele pozitive este prezentată în figura de mai jos:

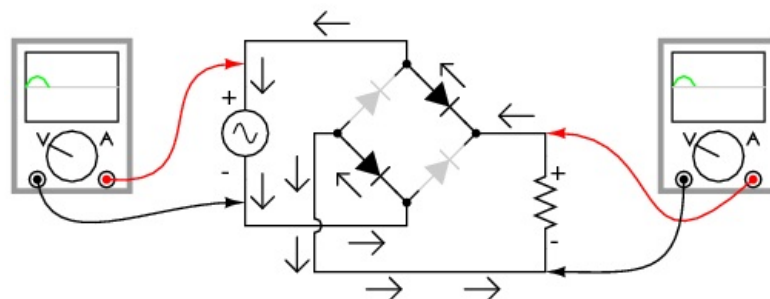


Figure 74: Redresor dublă alternanță în punte; direcția curentului pentru semi-perioadele pozitive

Direcția curentului pentru semi-perioadele negative este prezentată în figura de mai jos:

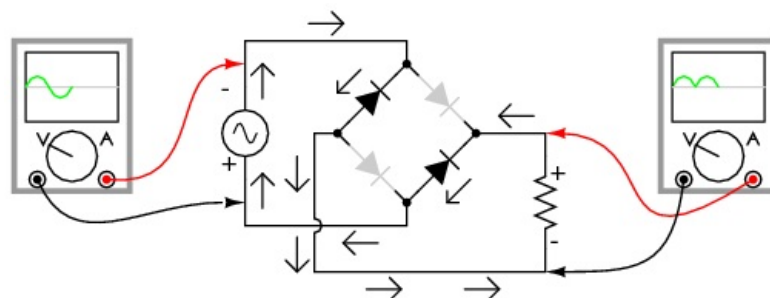


Figure 75: Redresor dublă alternanță în punte; direcția curentului pentru semi-perioadele negative

Indiferent de polaritatea intrării, curentul prin sarcină are aceeași direcție de curegere. Cu alte cuvinte, o semi-perioadă negativă la sursă este o semi-perioadă pozitivă pe sarcină. Curgerea curentului are loc prin două diode serie, pentru ambele polarități. Astfel, căderea de tensiune pierdută dinspre sursă spre sarcină datorită diodelor este dublă ($0.7 \cdot 2 = 1.4$ V pentru Si) față de redresorul dublă alternanță cu punct median. Acest dezavantaj reprezintă însă o problemă doar pentru sursele cu o tensiune de alimentare foarte scăzută.

Modul corect de așezare în punte al diodelor poate prezenta pentru începători unele dificultăți. O reprezentare alternativă, dar echivalentă, a acestui circuit este mult mai ușor de ținut minte și de înțeles. Este exact același circuit, doar că toate diodele sunt poziționate orizontal, și toate indică în aceeași direcție:

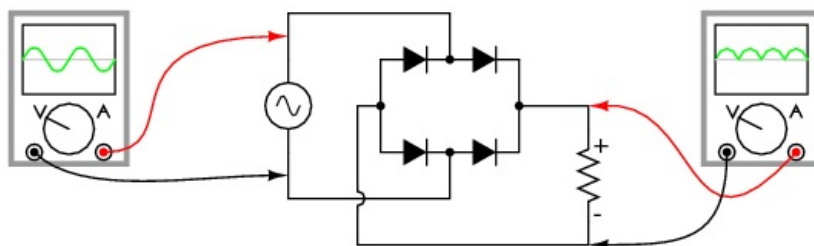


Figure 76: Redresor dublă alternanță în punte; reprezentare echivalentă - toate diodele sunt poziționate orizontal și indică aceeași direcție

Un avantaj al acestei notații este că poate fi ușor aplicată unei versiuni trifazate a redresorului:

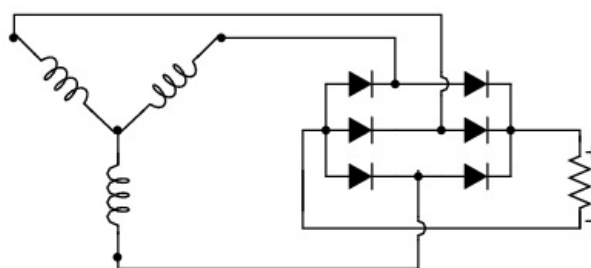


Figure 77: redresor trifazat dublă alternanță în punte;

...sau oricărei configurații polifazate:

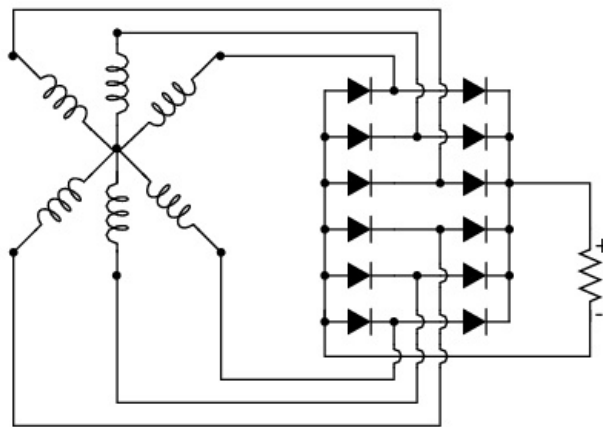


Figure 78: redresor cu 6 faze dublă alternanță în punte;

4. Forma de undă a tensiunii redresate

În cazul redresării unui circuit de curent alternativ polifazat, suprapunerea pulsurilor defazate produc o tensiune de curent continuu mult mai „netedă” (cu un conținut mai mic de curent alternativ) decât cea produsă prin redresarea unei singure faze de curent alternativ. Acesta este un avantaj important în circuitele redresoare de putere, unde doar mărimea fizică a componentelor necesare pentru realizarea filtrării ar impune unele limite.

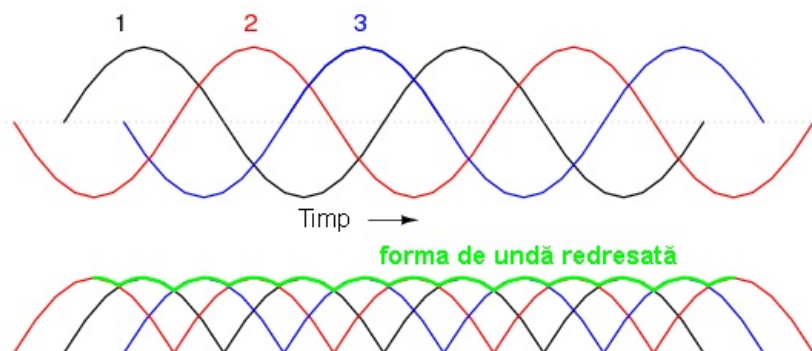


Figure 79: forma de undă de curent continuu redresată pentru o sursă de tensiune trifazată

Indiferent de tipul redresării - monofazată sau polifazată - cantitatea de tensiunea alternativă „amestecată” cu tensiunea de curent continuu de ieșire a redresorului, poartă numele de *tensiune de riplu*, sau simplu *riplu*. În majoritatea cazurilor, din moment ce la ieșire dorim o tensiune de curent continuu pură, riplul reprezintă o tensiune nedorită. Dacă puterile implicate nu sunt foarte mari, se pot folosi rețele de filtrare pentru reducerea riplului tensiunii de ieșire.

Câteodată, metoda rectificării este descrisă numărând „pulsurile” tensiunii de curent continuu pentru fiecare 360° electrice. Un redresor monofazat, monoalternanță, este prin urmare un redresor cu *un puls*, deoarece produce un singur puls într-o perioadă completă (360°) a formei de undă alternative. Un redresaor monofazat, dublă alternanță (indiferent dacă este cu punct median sau în punte), poate fi numit redresor cu *două pulsuri*, deoarece produce două pulsuri de tensiune continuă într-o perioadă a tensiunii de curent alternativ. Un redresor trifazat, dublă alternanță poate fi denumit redresor cu *șase pulsuri*.

Notăție 1Ph1W1P ?!?! - ro?!!?

Este posibilă obținerea unui număr dublu de pulsuri față de numărul fazelor cu ajutorul unui redresor. Folosind transformatoare, putem conecta în paralel un set de redresoare dublă alternanță în punte astfel încât să rezultă mai mult de 6 pulsuri de tensiune continuă pentru cele trei faze ale curentului alternativ. Se introduce un defazaj de 30° între primarul și secundarul transformatorului trifazat atunci înfășurările nu sunt de același tip. Cu alte cuvinte, un transformator în configurație Y- Δ (stea-triunghi) sau Δ -Y (triunghi-stea), va prezenta acest defazaj de 30° , dar nu și un transformator în configurație Y-Y sau Δ - Δ . Acest fenomen poate fi exploatat prin utilizarea unui transformator în configurație Y-Y conectat la un redresor în punte, iar un alt transformator în configurație Y- Δ conectat la un al doilea redresor în punte; cele două punți redresoare le conectăm apoi în paralel. Din moment de tensiunea de riplu dintre cele două redresoare este defazată cu 30° , tensiunea de riplu rezultată prin superpoziția lor va fi mai mică decât tensiunea de riplu luată individual pentru cele două redresoare: 12 pulsuri pentru o perioadă (360°) în loc de 6.

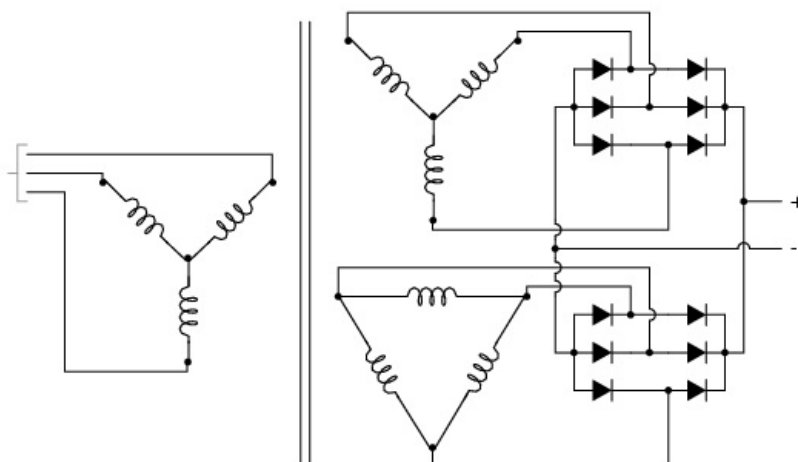


Figure 80: redresor polifazat dublu alternanță cu două redresoare în punte conectate în paralel, folosind un transformator

3.5 Dioda Zener

La conectarea unei diode în serie cu un rezistor într-un circuit de curent continuu, astfel încât dioda să fie polarizată direct, căderea de tensiune la bornele diodei va rămâne aproximativ constantă pentru o plajă largă de tensiuni de alimentare (figura de mai jos (a)). Conform ecuației diodei, curentul printr-o joncțiune P-N polarizată direct este direct proporțională cu e ridicat la puterea tensiunii directe (tensiunea de polarizare directă). Deoarece ecuația este exponențială, curentul crește foarte repede pentru creșteri modeste ale căderii de tensiune. Cu alte cuvinte, căderea de tensiune la bornele unei diode polarizate direct variază foarte puțin pentru variații mari ale curentului prin diodă. În circuitul din figura de mai jos (a), curentul prin diodă este limitat de tensiunea sursei de alimentare, de rezistorul conectat în serie și de căderea de tensiune la bornele diodei, care după câte știm, nu se îndepărtează foarte mult de valoarea de 0.7 V. Dacă am fi să creștem tensiunea generată de sursă, căderea de tensiune pe rezistor ar crește cu aproape aceeași valoare, iar căderea de tensiune pe diodă ar crește doar foarte puțin. Invers, o scădere a tensiunii generate de sursă, rezultă într-o descreștere aproape identică a căderii de tensiune pe rezistor și doar într-o mică descreștere a căderii de tensiune pe diodă. Pe scurt, putem spune că dioda *stabilizează* tensiunea la valoarea de 0.7 V.

Stabilizarea tensiunii este o proprietate foarte folositoare. Să presupunem că am construi un circuit, al cărui sarcini nu ar tolera variații ale tensiunii sursei de alimentare, dar că acest circuit trebuie să fie alimentat de o baterie, a cărei tensiune, după câte se știe, variază pe durata sa de funcționare. Am putea folosi în acest caz circuitul din figura de mai jos (a), iar circuitul în cauză să-l conectăm la bornele diodei, astfel încât tensiunea de alimentare a noului circuit să rămână stabilă la valoarea de 0.7 V. Majoritatea circuitelor reale necesită însă o sursă de tensiune stabilizată cu o valoare de peste 0.7 V. O modalitate de creștere a tensiunii stabilizate este conectarea mai multor diode în serie, astfel încât tensiunile de polarizare directă să se însumeze. De exemplu, dacă am conecta zece diode în serie, valoarea tensiunii stabilizate ar fi de zece ori mai mare față de cazul precedent, adică 7 V.

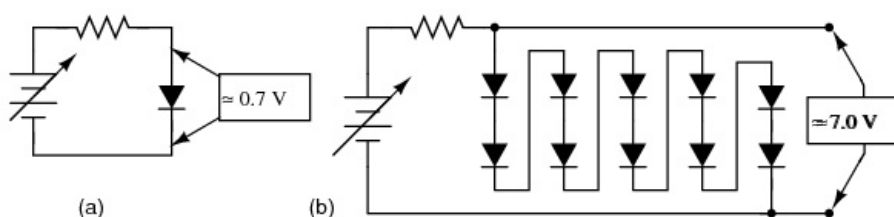


Figure 81: sursă de tensiune stabilizată folosind diode: (a) o singură diodă (0.7 V); (b) zece diode conectate în serie (7 V)

Atâta timp cât tensiunea bateriei nu scade sub 7 V, vor exista tot timpul 7 V (tensiune stabilizată) între bornele celor diode conectate în serie.

Dacă avem nevoie de tensiuni stabilizate și mai mari, putem folosi și mai multe diode în serie, sau putem încerca o altă complet diferită, folosindu-ne tot de diode. Știm că tensiunea de polarizare a diodei este o valoare aproximativ constantă pentru o plajă largă de condiții, dar același lucru este valabil și pentru *tensiune (inversă) de străpungere*, iar valoarea acestei tensiuni de străpungere este de obicei mult mai mare decât tensiunea directă. Dacă inversăm polaritatea diodei în circuitul stabilizator de mai sus, și creștem tensiunea sursei de alimentare până în punctul de străpungere al diodei, dioda va stabili și în acest caz tensiunea la acel punct de străpungere, nepermițând tensiunii să crească peste această valoare (figura de jos (a)).

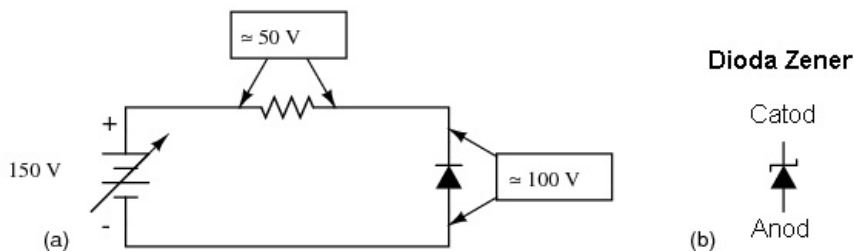


Figure 82: (a) tensiunea inversă de străpungere pentru o diodă de siliciu este aproximativ 100 V; (b) simbolul diodei Zener

Din păcate, când diodele redresoare normale ating punctul de străpungere, acest fapt duce și la distrugerea acestora. Totuși, se pot construi diode speciale ce pot suporta tensiunea de străpungere fără distrugerea completă a acestora. Acest tip de diodă poartă numele de *diodă Zener*, iar simbolul este cel din figura de sus (b).

La polarizarea directă, diodele Zener se comportă precum diodele redresoare standard: tensiunea directă are valoarea de 0.7 V, conform ecuației diodei. La polarizarea inversă însă, acestea nu conduc curentul decât peste o anumită valoare a tensiunii de alimentare, valoare denumită *tensiune Zener*; după atingerea acestei valori, dioda Zener va putea să conducă un curent substanțial, dar va limita căderea de tensiune la bornele sale la acea tensiune zener. Atâta timp când puterea disipată sub formă de căldură nu depășește limita termică a diodei, aceasta nu va fi afectată în niciun fel.

Diodele zener sunt confecționate cu tensiuni zener de câțiva volți până la sute de volți. Tensiunea zener variază ușor cu temperatura, dar acestea pot fi folosite cu succes ca dispozitive de stabilizare a tensiunii datorită stabilității și acurateții lor în funcționare.

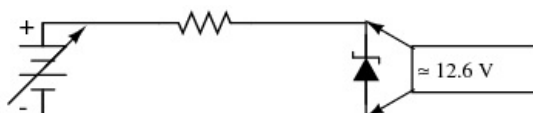


Figure 83: circuit de stabilizare a tensiunii cu diodă zener; tensiunea zener este de 12.6 V

Observație! Orientarea diodei zener față de sursa de tensiune în circuit de mai sus, este astfel încât dioda să fie polarizată invers. Acesta este modul corect de conectare a diodelor zener în circuit! Dacă am fi să conectăm dioda zener invers, astfel încât să fie polarizată direct, aceasta s-ar comporta precum o diodă „normală”, iar tensiune de polarizare directă ar avea o valoare de doar 0.7 V.

Ca și oricare dispozitiv semiconductor, dioda zener este sensibilă la temperatură. O temperatură excesivă poate duce la distrugerea diodei, astfel că va trebui să se țină seama de puterea maximă permisă a diodei la proiectarea circuitelor. Interesant este faptul că, la distrugerea diodei zener, datorită căldurii excesive, distrugerea rezultată duce la *scurt-circuitarea* diodei, nu la *deschiderea*. O astfel de diodă „stricată” poate fi detectată foarte ușor, întrucât se comportă precum un conductor electric: căderea de tensiune este aproape zero atât la polarizarea directă cât și la polarizarea inversă.

1. Exemplu practic de utilizare a diodei zener

Considerând circuitul precedent, vom rezolva matematic circuitul, determinând toate tensiunile, curenții și puterile disipate, pentru o tensiune zener de 12.6 V, o sursă de tensiune de 45 V și o valoare a rezistorului de 1.000 Ω (figura de mai jos (a)).

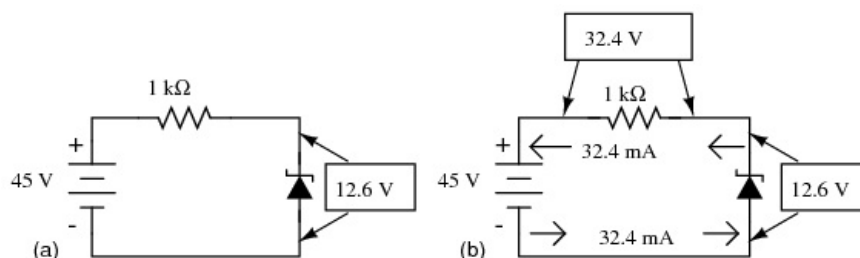


Figure 84: (a) stabilizator de tensiune cu diodă zener și un rezistor de 1.000 Ω ; (b) calcularea căderilor de tensiune și ale curenților

Să calculăm prima dată puterile pe rezistor și pe diodă:

$$P_{\text{rezistor}} = (32.4 \text{ mA})(32.4 \text{ V})$$

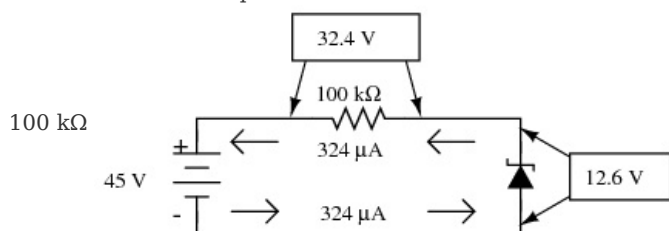
$$P_{\text{rezistor}} = 1.0498 \text{ W}$$

$$P_{\text{diodă}} = (32.4 \text{ mA})(12.6 \text{ V})$$

$$P_{\text{diodă}} = 408.24 \text{ mW}$$

Figure 85: calcule matematice

O diodă zener cu o putere de 0.5 W și un rezistor cu o putere de 1.5 sau 2 W sunt suficiente pentru această aplicație. Dacă puterea excesivă disipată este atât de importantă, de ce nu am proiecta un circuit astfel încât să existe o putere disipată minimă? De ce nu am introduce un rezistor cu o valoare foarte mare a rezistenței, limitând prin urmare curentul și menținând puterea disipată la valori foarte scăzute? Să luăm, de exemplu, următorul circuit cu un rezistor de 100 k Ω în loc de rezistorul de 1 k Ω din circuitul precedent. Atât tensiunea de alimentare cât și tensiunea zener sunt cele din exemplul precedent.



Având un curent de 100 de ori mai mic decât înainte (324 μA în loc de 32.4 mA), ambele valori ale puterilor disipate ar trebui să fie de 100 de ori mai mici:

$$P_{\text{rezistor}} = (324 \mu\text{A})(32.4 \text{ V})$$

$$P_{\text{rezistor}} = 10.498 \text{ mW}$$

$$P_{\text{diodă}} = (324 \mu\text{A})(12.6 \text{ V})$$

$$P_{\text{diodă}} = 4.0824 \text{ mW}$$

Figure 86: calcule matematice

Acestă configurație pare ideală. O putere disipată mai mică înseamnă temperaturi de funcționare mai mici atât pentru dioda zener cât și pentru rezistor și o pierdere de energie mai mică în sistem. Într-adevăr, o rezistență mai mare reduce puterile disipate din circuit, dar, introduce o *altă* problemă. Scopul unui stabilizator de tensiune este alimentarea unui *alt circuit* cu o tensiune stabilă. Va trebui până la urmă să alimentăm un alt circuit cu 12.6 V, iar acest circuit legat la bornele diodei zener va necesita și el un anumit curent. Să considerăm primul circuit, conectat de această dată la o sarcină de 500 Ω în paralel cu dioda zener:

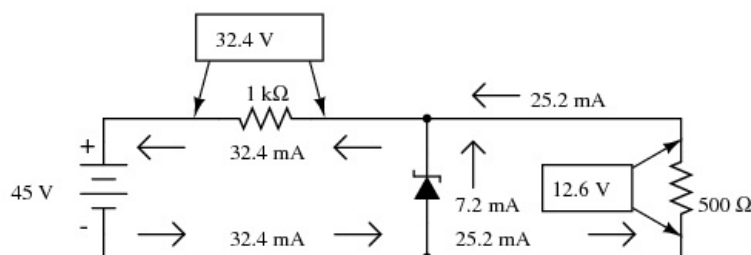


Figure 87: (a) stabilizator de tensiune cu diodă zener și un rezistor de 1.000 Ω ; conectarea unei sarcini de 500 Ω în paralel cu dioda zener

Dacă se menține o tensiune de 12.6 V pe sarcina de 500 Ω , aceasta va „trage” un curent de 25.2 mA. Pentru ca rezistorul de 1 k Ω în serie cu sursa de tensiune, să aibă o cădere de tensiune de 32.4 V (45 V, tensiunea sursei - 12.6 V, căderea de tensiune pe diodă), acesta va trebui să conducă un curent de 32.4 mA. Acest lucru înseamnă ca prin dioda zener va trece un curent de 7.2 mA.

Să considerăm acum al doilea circuit de stabilizare a tensiunii cu un rezistor de 100 k Ω , alimentând aceeași sarcină de 500 Ω . Ceea ce ar trebui să facă acest circuit, este să mențină o cădere de tensiune de 12.6 V la bornele sarcini, la fel ca în circuitul precedent. Dar, după cum putem vedea, circuitul stabilizator *nu poate* realiza acest lucru:

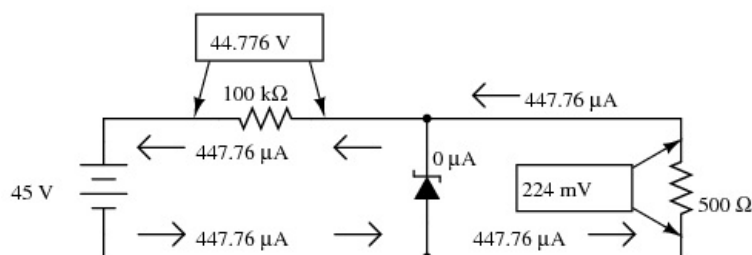


Figure 88: (a) stabilizator de tensiune cu diodă zener și un rezistor de 100 k Ω în serie; conectarea unei sarcini de 500 Ω în paralel cu dioda zener

Datorită prezenței rezistorului foarte mare în serie cu sursa de tensiune, pe sarcină va exista o cădere de tensiune de doar 224 mV, mult mai puțin decât valoarea dorită de 12.6 V. De ce se întâmplă acest lucru? Dacă am fi să avem 12.6 V pe sarcină, curentul prin sarcină ar fi de 25.2 mA, la fel ca înainte. Acest curent de sarcină ar trebui să treacă și prin rezistorul serie de valoare mult mai mare față de cazul precedent, iar căderea de tensiune necesară pentru susținerea unui astfel de curent de 25.2 mA ar trebui să fie de 2.520 V! Din moment ce nu avem o tensiune așa de mare la bornele sursei de alimentare, acest lucru nu este posibil. De asemenea, putem observa, că în circuitul de mai sus dioda este blocată.

Putem înțelege mai ușor situația de mai sus dacă îndepărtăm temporar dioda zener din circuit și analizăm doar comportamentul celor doi rezistori:

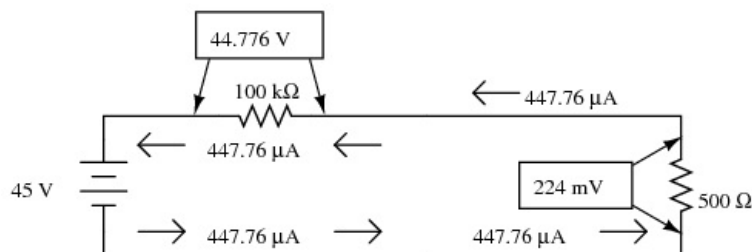


Figure 89: (a) stabilizator de tensiune cu diodă zener și un rezistor de 100 k Ω în serie; conectarea unei sarcini de 500 Ω în paralel cu dioda zener; îndepărtarea temporară a diodei zener

Circuitul stabilizator cu rezistorul de 100 k Ω are totuși o anumită valoare a rezistenței sarcinii pentru care tensiunea la bornele sale este de 12.6 V. Putem afla această valoare făcând un mic calcul. Introducem toate valorile cunoscute într-un tabel, de forma celui de mai jos:

	R_{serie}	$R_{\text{sarcină}}$	Total	
E		12.6	45	Volți
I				Amperi
R	100 k			Ohmi

Figure 90: tabel

Căderea de tensiune pe rezistorul serie de 100 k Ω este diferența căderilor de tensiune dintre sursă (coloana total) și sarcină:

	R_{serie}	$R_{\text{sarcină}}$	Total	
E	32.4	12.6	45	Volți
I				Amperi
R	100 k			Ohmi

Figure 91: tabel

Putem calcula curentul prin rezistorul serie folosind legea lui Ohm ($I = E/R$):

	R_{serie}	$R_{\text{sarcină}}$	Total	
E	32.4	12.6	45	Volți
I	324 μ			Amperi
R	100 k			Ohmi

Figure 92: tabel

Fiind un circuit serie, curentul este același prin toate componentele:

	R_{serie}	$R_{\text{sarcină}}$	Total	
E	32.4	12.6	45	Volți
I	324 μ	324 μ	324 μ	Amperi
R	100 k			Ohmi

Figure 93: tabel

Putem acum calcula rezistența sarcinii folosind legea lui Ohm ($R = E/I$):

	R_{serie}	$R_{\text{sarcină}}$	Total	
E	32.4	12.6	45	Volți
I	324 μ	324 μ	324 μ	Amperi
R	100 k	38.889 k		Ohmi

Figure 94: tabel

Prin urmare, dacă rezistența sarcinii este exact 38.889 k Ω , vom avea o cădere de tensiune de 12.6 V la bornele sale, cu sau fără diodă. Orice rezistența de sarcină mai mică decât această valoare va duce la o cădere de tensiune mai mică de 12.6 V, cu sau fără diodă. Dacă inserăm și dioda zener conform configurației inițiale, căderea de tensiune maximă pe sarcină va fi *stabilizată* la o valoare maximă de 12.6 V pentru oricare sarcină *mai mare* decât 38.889 k Ω .

Cu valoarea inițială a rezistorului serie de 1 k Ω , circuitul putea să stabilizeze tensiunea chiar și pentru o sarcină mult mai mică, de 500 Ω . Ceea ce vedem este un compromis între puterea disipată și valoarea acceptabilă a sarcinii. Cu cât rezistorul serie este mai mare și puterea disipată este mai mică, cu atât valoarea minimă a rezistenței sarcinii trebuie să fie mai mare. Dacă vrem să stabilizăm tensiunea pentru o sarcină mică (rezistență mică), circuitul trebuie astfel conceput încât să suporte puteri mari de disipație.

2. Circuit limitator cu diode zener

Un circuit limitator ce „taie” vârfurile formei de undă aproximativ la tensiunea zener a diodelor, este prezentat în figura de mai jos. Circuitul este format din două diode zener conectate spate-în-spate. Rolul rezistorului este de limitare a curentului prin diode, pentru protecția acestora:

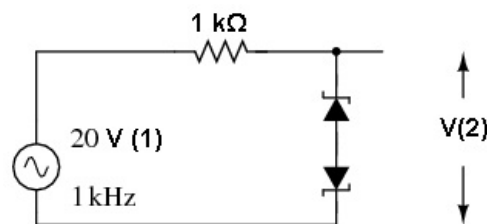


Figure 95: circuit limitator cu diode zener

Tensiunea de străpungere pentru cele două diode este fixată la 10 V. Acest lucru duce la tăierea formei de undă la aproximativ 10 V. Diodele, puse spate-în-spate, taie ambele vârfuri. Pentru semialternanța pozitivă, dioda de sus este polarizată invers. Caderea de tensiune pe dioda de jos este 0.7 V, fiind polarizată direct. Astfel, tăierea exactă a formei de undă se realizează în jurul valorii de 10.7 V. Același lucru este valabil și pentru semialternanța negativă (-10.7 V):

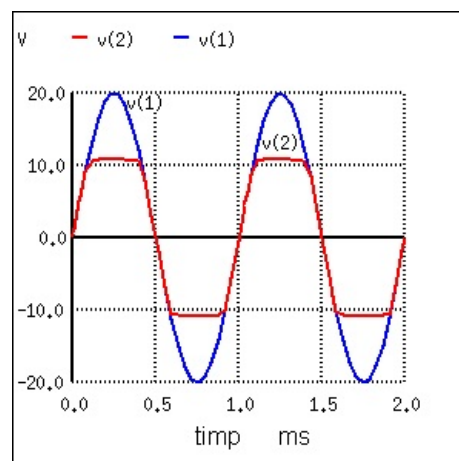


Figure 96: circuit limitator cu diode zener; formele de undă a tensiunii de alimentare și a tensiunii de ieșire

4 Tranzistorul

4.1 Introducere

Un tranzistor bipolar cu joncțiune (BJT) este alcătuit din trei straturi de materiale semiconductoare, fie de tipul PNP, fie de tipul NPN. Fiecare strat are un nume specific și un contact pentru conexiunea la circuit:

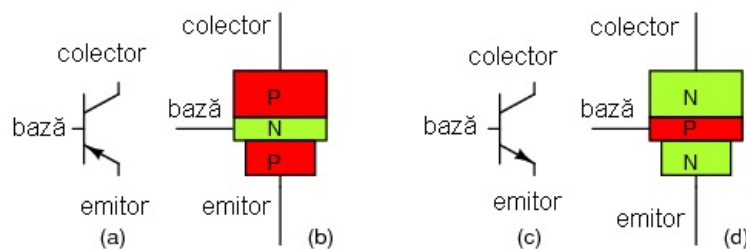


Figure 97: tranzistorul bipolar cu joncțiune: (a) simbolul PNP; (b) secțiune transversală PNP; (c) simbolul NPN; (d) secțiune transversală NPN

Diferența funcțională dintre tranzistorul PNP și NPN, este modul de polarizare corectă a joncțiunii. Indiferent de starea în care se află, direcțiile curenților și polaritățile tensiunii sunt exact invers la cele două tipuri de tranzistoare.

Tranzistorii sunt regulatori de curent controlați în curent. Cu alte cuvinte, tranzistorii limitează valoarea curentului prin ei cu ajutorul unui curent de control mai mic. Curentul principal, cel *controlat*, pleacă dinspre emitor spre colector (tipul NPN), iar curentul mai mic *de control*, pleacă dinspre emitor spre bază (tipul NPN). Pentru tranzistorul de tip PNP, direcția curenților este exact inversă. Atenție, folosim sensul real de deplasare al electronilor, prin urmare, săgețile indicate pe simbolurile elementelor semiconductoare vor indica tot timpul *împotriva* direcției de deplasare al electronilor.

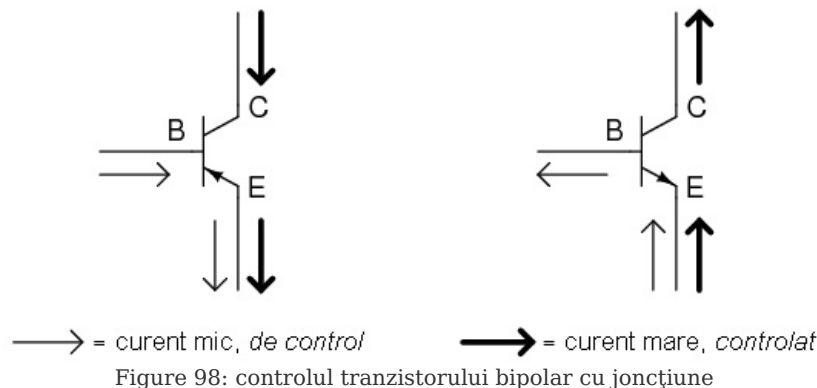


Figure 98: controlul tranzistorului bipolar cu joncțiune

Denumirea tranzistoarelor bipolare vine de la faptul că deplasarea electronilor prin ele are loc prin *două* tipuri de material semiconductor: P și N. Cu alte cuvinte, există două tipuri de purtători de sarcină, electroni și goluri.

După cum se poate observa, curentul *de control* și curentul *controlat* se însumează tot timpul pe emitor, iar deplasarea electronilor are loc tot timpul *împotriva* direcției săgeții. Aceasta este prima și cea mai importantă regulă a tranzistoarelor: toți curenții trebuie să meargă în direcțiile corecte pentru ca dispozitivul să funcționeze ca și regulator de curent. De obicei, curentul de control este denumit *curent de bază*, iar curentul controlat este denumit *curent de colector*, deoarece sunt singurii curenți ce trec pe la aceste terminale. Curentul pe emitor este suma curenților de bază și colector, în conformitatea cu legea lui Kirchhoff pentru curent. Atunci când nu există niciun curent prin bază, tranzistorul se comportă precum un întrerupător deschis, iar trecerea curentului prin colector nu este posibilă. Un curent de bază pornește tranzistorul, acesta comportându-se precum un întrerupător închis și permițând trecerea unui curent proporțional prin colector. Curentul de colector este limitat de curentul bazei, indiferent de valoarea căderii de tensiune pe colector.

4.2 Tranzistorul pe post de întrerupător

Doarece curentul colectorului tranzistorului este limitat proporțional de curentul bazei, acesta poate fi folosit pe poste întrerupător controlat în curent. O cantitate relativ mică de electroni, prin bază, poate exercita un control asupra unei cantități mult mai mari de electroni prin colector.

Să presupunem că avem o lampă pe care vrem să o pornim/oprim cu ajutorul unui întrerupător (figura de mai jos (a)):

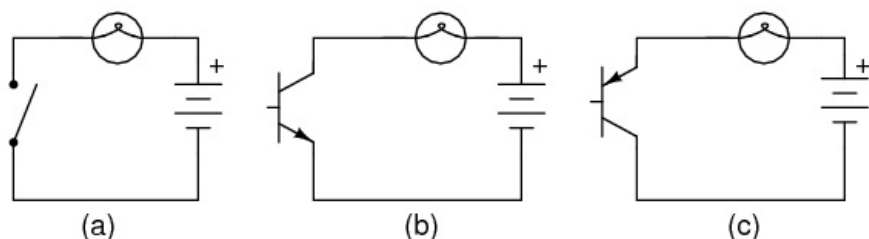


Figure 99: (a) controlul unei lămpi cu ajutorul unui întrerupător; (b) introducerea în circuit a unui tranzistor NPN în locul întrerupătorului; (c) introducerea în circuit a unui tranzistor PNP în locul întrerupătorului;

Pentru exemplificare, să inserăm acum un tranzistor (b) în locul întrerupătorului mecanic de la punctul (a). Țineți minte, curentul controlat trebuie să treacă prin tranzistor de la colector spre emitor. Din moment ce curentul controlat este cel prin lampă, trebuie să poziționăm colectorul și emitorul tranzistorului în locul contactelor întrerupătorului (a). Trebuie de asemenea să ne asigurăm că direcția curentului prin tranzistor este *împotriva* săgeții emitorului, pentru a ne asigura că joncțiunea tranzistorului este polarizată corect (direct).

Putem de asemenea să folosim și un tranzistor PNP pentru realizarea acestui circuit (figura de mai sus(c)). Alegerea făcută între PNP și NPN este complet arbitrară, deși, pentru exemplificarea funcționării tranzistoarelor, vom folosi în continuare cele de tipul NPN.

Întorcându-ne la exemplu cu tranzistorul NPN (b), ne găsim în situația în care mai trebuie să adăugăm ceva în circuit pentru a avea un curent de bază prin tranzistor. Fără o conexiune la terminalul bazei, curentul prin aceasta va fi zero, iar tranzistorul va fi închis, ceea ce înseamnă că lampa va fi tot timpul oprită. Țineți minte, că pentru un tranzistor NPN, direcția curentului de bază trebuie să

fie dinspre emitor spre bază (împotriva direcției săgeții). Probabil că cel mai simplu lucru ar fi să conectăm un întrerupător între baza și colector, precum în figura de mai jos (a):

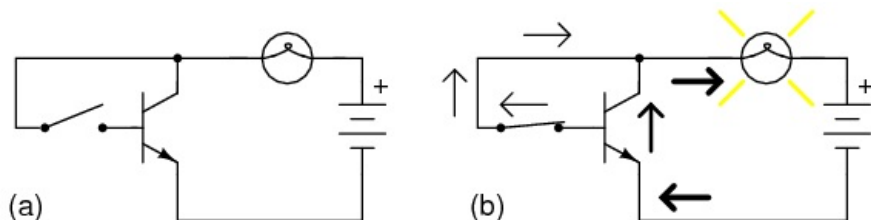


Figure 100: controlul unei lămpi cu ajutorul unui tranzistor: (a) tranzistor blocat; (b) tranzistor în stare de conducție

Dacă întrerupătorul este deschis (a), baza tranzistorului nu va fi conectată la baterie și nu va exista niciun curent prin ea. În această situație, spune că tranzistorul este *blocat*. Dacă întrerupătorul este închis (b), va exista un curent dinspre emitor spre bază, prin întrerupător și prin lampă (partea stângă) înapoi la terminalul pozitiv al bateriei. Acest curent de bază va permite trecerea unui curent mult mai mare dinspre emitor spre colector, iar lampa se va aprinde. În această situație, în care curentul prin circuit este maxim, spunem că tranzistorul este *saturat*.

Putem însă folosi ceva total diferit pentru a controla lampa (pornit/oprit). De exemplu, putem folosi o pereche de celule solare pentru generarea unei tensiuni de 1 V, pentru depășirea tensiunii directe de 0.7 V (V_{BE}) între bază și emitor, tensiune necesară pentru apariția curentului de bază și pornirea tranzistorului.

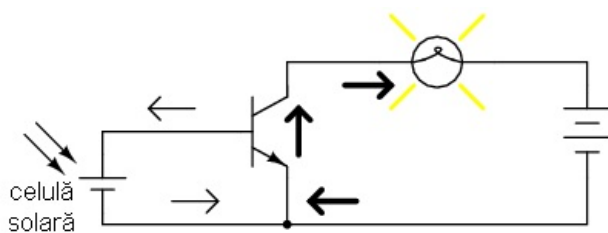


Figure 101: controlul unei lămpi cu ajutorul unui tranzistor acționat de o celulă solară

Sau putem folosi mai multe termocuple conectate în serie pentru generarea curentului bazei necesar pornirii tranzistorului:

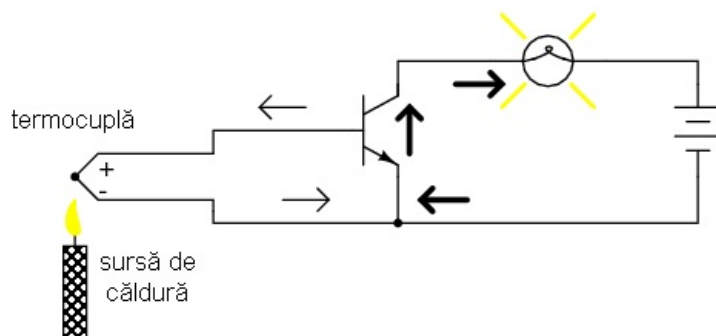


Figure 102: controlul unei lămpi cu ajutorul unui tranzistor acționat de o termocuplă

Putem folosi chiar și un microfon, care cu o tensiune și un curent (printr-un aplicator) suficient de mari, ar putea pune tranzistorul în funcțiune. Desigur, ieșirea microfonului va trebui redresată din curent alternativ în curent continuu, pentru ca joncțiunea emitor-bază să fie tot timpul polarizată direct:

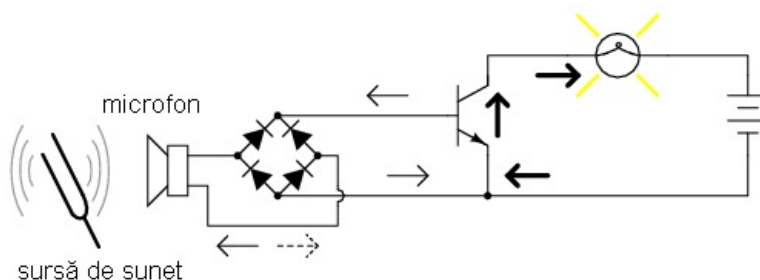


Figure 103: controlul unei lămpi cu ajutorul unui tranzistor acționat de un microfon

Ceea ce vrem să demonstrăm, este că *orice* sursă de tensiune în curent continuu, capabilă să pornească tranzistorul, poate fi folosită pentru controlul lămpii, iar puterea acestei surse de tensiune trebuie să fie doar o fracțiune din puterea circuitului controlat. Tranzistorul în acest caz nu se comportă doar ca un întrerupător, ci și ca un *amplificator*: folosind un semnal de putere relativ mică pentru *controlul* unui semnal de putere relativ mare. Atenție, puterea necesară aprinderii lămpii este furnizată de bateria din circuitul principal, și *nu* de celula solară, termocuplă sau microfon. Acestea din urmă doar *controlează* puterea bateriei pentru aprinderea lămpii.

4.3 Verificarea tranzistorului cu ohmmetrul

Tranzistorii se comportă precum două diode puse spate-în-spate atunci când sunt verificați cu ajutorul multimetrului pe post de ohmmetru sau cu funcție „verificare diodă”, datorită celor trei straturi PNP sau NPN. Tranzistorul de mai jos este de tip PNP; sonda neagră este terminalul negativ (-) iar cea roșie corespunde terminalului pozitiv (+)

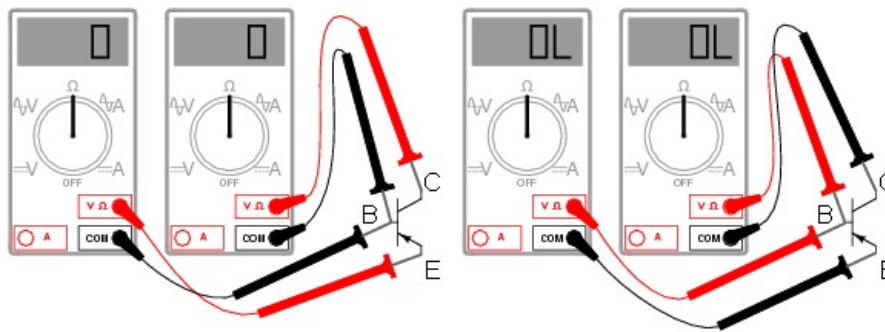


Figure 104: verificarea unui tranzistor PNP cu ajutorul unui ohmetru: (a) joncțiunile bază-emitor și bază-colector sunt polarizate direct, rezistența este mică; (b) joncțiunile bază-emitor și bază-colector sunt polarizate invers, rezistența este infinită

Dacă multimetrul este echipat cu funcția „verificare diodă”, putem folosi acea funcție pentru aflarea tensiunii de polarizare directă a joncțiunii P-N. În cazul unui tranzistor NPN, indicația aparatului de măsură va fi exact invers.

1. Determinarea tipului și contactelor unui tranzistor bipolar nemarcat

Dacă folosim funcția „verificare diodă”, vom vedea că joncțiunea emitor-bază are o tensiune directă mai mare decât joncțiunea colector-bază. Această diferență a tensiunii directe se datorează diferenței concentrațiilor de dopaj dintre regiunile emitorului și colectorului: emitorul este un material semiconductor dopat mult mai puternic decât colectorul, ceea ce duce la producerea unei tensiuni directe mult mai mari a joncțiunii cu baza.

Cunoscând acest lucru, putem determina contactele unui tranzistor nemarcat. Acest lucru este important deoarece nu există un standard cu privire la modul de împachetare al tranzistorilor. Desigur, toți tranzistorii bipolari au trei contacte, dar poziție lor fizică în cadrul tranzistorului poate fi diferită de la un producător la altul.

Să presupunem că luăm un tranzistor la întâmplare, nemarcat, și începem să măsurăm cu ajutorul multimetrului setat pe funcție „verificare diodă”. După măsurarea tuturor combinațiilor de contacte, ajungem la următoarele rezultate:

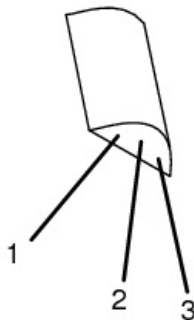


Figure 105: tranzistor bipolar nemarcat

**

între punctele 1(+) și 2(-): OL

între punctele 1(-) și 2(+): OL

între punctele 1(+) și 3(-): 0.655 V

între punctele 1(-) și 3(+): OL

între punctele 2(+) și 3(-): 0.621 V

între punctele 2(-) și 3(+): OL

Singurele combinații de contacte pe care putem măsura tensiunea sunt 1 și 3 (sonda roșie pe 1 și sonda neagră pe 3), și 2 și 3 (sonda roșie pe 2 și sonda neagră pe 3). Aceste două citiri *trebuie* să indice tensiunea de polarizare directă a joncțiunii emitor-bază (0.655 V) și a joncțiunii colector-bază (0.621).

Putem acum căuta contactul comun ambelor seturi de măsurători „conductive”. Acest contact trebuie să fie baza tranzistorului, deoarece acesta este singurul strat, al dispozitivului format din trei straturi, ce este comun ambelor seturi de joncțiuni PN (emitor-bază și colector-bază). În acest exemplu, contactul căutat este numărul 3, fiind comun combinațiilor 1-3 și 2-3. În ambele măsurători, sonda *neagră* (-) a aparatului de măsură a venit în contact cu contactul 3, ceea ce ne spune că baza acestui tranzistor este realizată dintr-un material semiconductor de tip N. Prin urmare, tranzistorul în cauză este un tranzistor bipolar de tip PNP, cu baza - contactul 3, emitor - contactul 1 și colector - contactul 2.

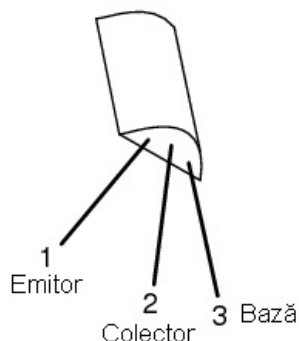


Figure 106: tranzistor bipolar nemarcat; contactele determinate cu ajutorul multimetrului

După cum putem observa, baza tranzistorului în acest caz *nu* este contactul din mijloc al tranzistorului, așa cum ne-am aștepta. Acest lucru se întâmplă foarte des în practică. Singura modalitate prin care ne putem asigura de corectitudinea contactelor este prin verificarea cu ajutorul unui multimetru, sau cu ajutorul catalogului producătorului.

2. Determinarea integrității unui tranzistor

Știind faptul că un tranzistor se comportă precum două diode așezate spate-în-spate la testarea conductivității cu un aparat de măsură, dacă în urma măsurărilor descoperim că există continuitate în mai mult sau mai puține de două dintre cele șase combinații de contate, putem spune cu singuranță că tranzistorul este defect, sau ca dispozitivul aflat sub inspecție *nu* este un tranzistor și un cu totul alt dispozitiv!.

3. Modul de funcționare al tranzistorului

Totuși, modelul „celor două diode” nu poate explica funcționarea tranzistorului ca și dispozitiv de amplificare a semnalului. Pentru ilustrarea acestui paradox, putem examina următorul circuit, folosind diagrama fizică a tranzistorului pentru ușurarea explicațiilor:

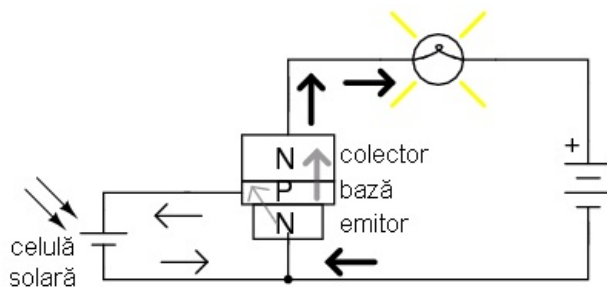


Figure 107: tranzistor bipolar pe post de întrerupător; diagrama fizică

Săgeata diagonală gri are direcția deplasării electronilor prin jonctiunea emitor-bază. Acest lucru este clar, din moment ce electroni se deplasează dinspre emitorul de tip N spre baza de tip N: jonctiunea este polarizată direct. Totuși, jonctiunea bază-colector se comportă mai ciudat. Săgeata îngroșată verticală indică direcția de deplasare a electronilor dinspre bază spre colector. Din moment ce baza este realizată dintr-un material de tip P iar colectorul dintr-un semiconductor de tip N, direcția de deplasare a electronilor este inversă față de direcția normală de deplasare printr-o jonctiune P-N! În mod normal, o jonctiune P-N nu ar permite deplasarea inversă a electronilor, cel puțin nu fără a oferi o opoziție extrem de mare. Totuși, un tranzistor saturat prezintă o opoziție foarte mică față de deplasarea electronilor de la emitor la colector, lucru demonstrat și prin faptul că lampa este aprinsă!

Prin urmare, modelul celor două diode puse spate-în-spate poate fi folosit doar pentru înțelegerea modului de verificare al tranzistorilor cu ajutorul aparatului de măsură, nu și pentru înțelegerea funcționării acestora în circuitele practice.

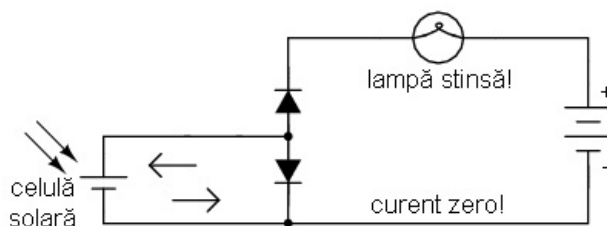


Figure 108: modelul celor două diode puse spate-în-spate nu poate fi folosit pentru explicare funcționării tranzistorilor în circuitele reale

4.4 Zona activă de funcționare a tranzistorului

Când baza nu este polarizată, și prin urmare nu există curent între emitor și colector, spunem că tranzistorul este *blocat*. Invers, când între emitor și colector trece cantitatea maximă de curent permisă de colector și de sursa de putere, spunem că tranzistorul este *saturat*. Dar, în cazul în care curentul controlat este mai mare decât zero dar este sub valoarea maximă admisă de sursă și de circuit, tranzistorul va funcționa între zonele de blocare și saturare; în acest caz, spunem că tranzistorul funcționează în *zona activă*. Să considerăm următorul circuit teoretic:

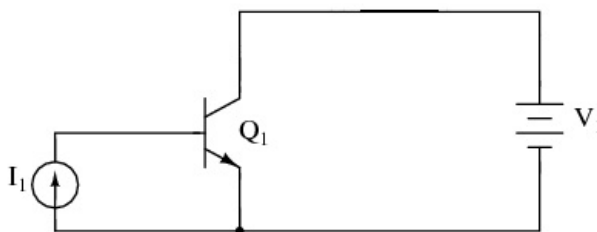


Figure 109: circuit pentru exemplificarea zonei active de funcționare a tranzistorului

Circuitul este format dintr-un tranzistor (Q_1) de tip NPN, alimentat de o baterie (V_1) și controlat printr-o sursă de curent (I_1). Sursa de curent va genera un curent fix, generând o tensiune mai mică sau mai mare pentru asigurarea acestui curent prin ea. În această simulare, vom seta valoarea sursei de curent la $20 \mu A$ și vom varia tensiunea sursei (V_1) între $0 V$ și $2 V$; vom observa apoi curentul ce trece prin sursă.

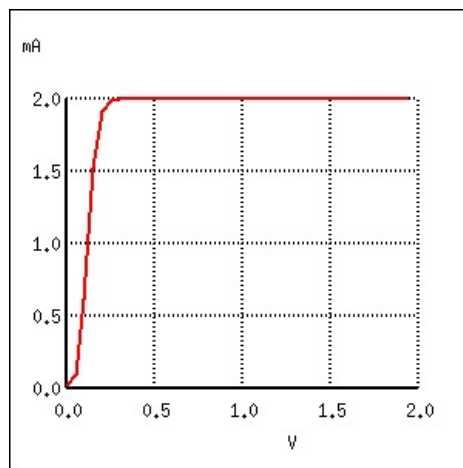


Figure 110: variația curent-tensiune pentru o tensiune de alimentare a tranzistorului între 0 V și 2 V și un curent de alimentare constant de 20 μ A; curentul prin colector este un curent constant de 2 mA

Un curent de bază constant de 20 μ A *controlează* un curent maxim de 2 mA prin colector, de exact 100 de ori mai mare. Pentru această valoare a curentului de bază, curentul prin colector nu poate crește mai mult. Putem observa de pe grafic că forma curbei este plată în afară de prima porțiune, porțiune unde tensiunea bateriei (V_1) crește de la 0 V la 0.25 V. În acest interval, curentul prin colector crește rapid de la 0 A la 2 mA.

Să observăm ce se întâmplă dacă lărgim plaja valorilor de tensiune a bateriei, de la intervalul 0 - 2 V, la intervalul 0 - 50 V, menținând un curent de bază constant de 20 μ A:

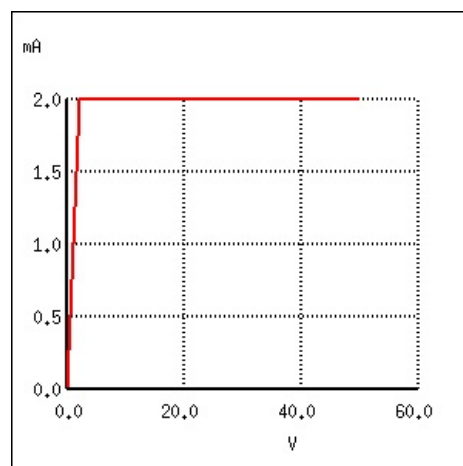


Figure 111: variația curent-tensiune pentru o tensiune de alimentare a tranzistorului între 0 V și 50 V și un curent de alimentare constant de 20 μ A; curentul prin colector este și de această dată un curent constant de 2 mA

După cum era de așteptat, rezultatul este același. Curentul prin colector nu poate trece de 2 mA (de exact 100 de ori valoarea curentului bazei!), cu toate că tensiunea bateriei (V_1) variază de la 0 V până la 50 V. Putem trage concluzia că tensiunea dintre colector și emitor nu are niciun efect asupra curentului din colector, decât la valori foarte mici (puțin peste 0 volți). Peste această tensiune „critică”, valoarea tensiunii nu mai are nicio importanță pentru valoarea curentului colectorului. Tranzistorul se comportă în acest caz precum un regulator de curent, permițând un curent de exact 2 mA prin colector, și nu mai mult.

Urmarea evidentă este creșterea curentului bazei, de la 20 μ A la 75 μ A, menținând tensiunea bateriei în intervalul 0 - 50 V:

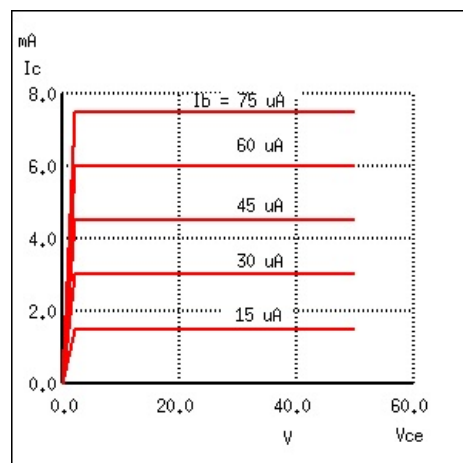


Figure 112: variația curent-tensiune pentru o tensiune de alimentare a tranzistorului între 0 V și 50 V și un curent de alimentare variabil între 15 μ A și 75 μ A; în acest caz există și alte curbe de variație curent-tensiune

Pentru curentul maxim de bază, 75 μ A, curentul prin colector este (din nou) de 100 de ori mai mare, 7.5 mA și din nou curba curent-tensiune este plată, cu excepția primei părți. Putem trage concluzia că factorul decisiv ce contribuie la valoarea curentului prin colector este curentul bazei, tensiunea bateriei (V_1) fiind irelevantă atâta timp cât se situează peste o anumită valoare minimă.

4.4.1 Curbele caracteristice

Această relație dintre curent și tensiune este fundamental diferită față de relația curent-tensiune a rezistorului. În cazul rezistorului, curentul crește liniar pe măsură ce căderea de tensiune la bornele sale crește. În cazul tranzistorului, curentul dinspre emitor spre colector are o valoare limită fixă, valoare peste care nu poate crește, indiferent de căderea de tensiune dintre emitor și colector. O reprezentare a tuturor acestor curbe (variații) curent-tensiune pe un singur grafic, pentru un anumit tranzistor, poartă numele de *curbe caracteristice*:

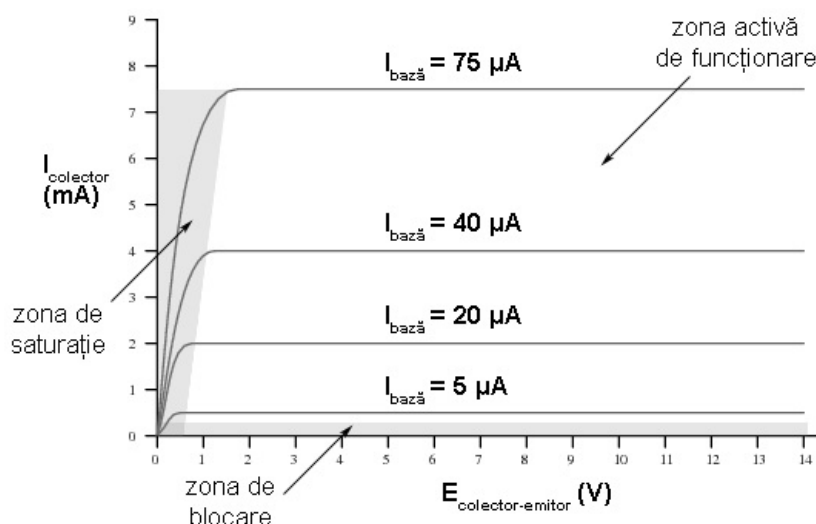


Figure 113: curbele caracteristice ale tranzistorului bipolar cu joncțiune

Trebuie înțeles faptul foarte important, că în graficul de mai sus, avem trei variabile: tensiunea colector emitor ($E_{\text{colector-emitor}}$), curentul de la emitor la colector (I_{colector}) și curentul bazei ($I_{\text{bază}}$). Pentru fiecare variație a curentului de bază, de la 5 μA la 20 μA la 40 până la 75 μA , vom avea o altă curbă caracteristică, și practic, pot exista o infinitate de curbe între aceste valori.

4.4.2 Factorul beta (factorul de amplificare în curent)

Din moment ce tranzistorul se comportă precum un regulator de curent, limitând curentul colectorului printr-o proporție fixă față de curentul bazei, putem exprima această caracteristică standarde a tranzistoarelor printr-un raport, cunoscut sub numele de *factor beta* sau *factor de amplificare în curent*, și simbolizat prin litera grecească β , sau prin h_{fe} :

$$\beta = \frac{I_{\text{colector}}}{I_{\text{bază}}}$$

Figure 114: factorul beta

Factorul β al oricărui tranzistor este determinat de modul său de fabricare, și este o mărime ce nu poate fi modificată după confecționarea acestuia. Este foarte greu să găsim doi tranzistori, de același tip, care să posedă un factor beta identic, datorită variabilelor fizice ce afectează valoarea acestuia. Dacă vrem să construim un circuit în care avem nevoie de tranzistori cu β egali, aceștia se pot cumpăra în seturi, la un preț mai mare. Dar, construirea unor circuite electronice cu astfel de dependențe nu este indicată.

β nu rămâne constant pentru toate condițiile de operare. Pentru un tranzistor fizic, raportul beta poate varia cu un factor mai mare decât trei între limitele curentului de operare. De exemplu, un tranzistor marcat cu $\beta = 50$, poate în realitate să prezinte un raport I_c / I_b de 30 sau chiar de 100, în funcție de valoarea curentului prin colector, temperatura tranzistorului, frecvența semnalului amplificat, plus alte variabile. Deși teoretic vom considera β ca fiind constant pentru oricare tranzistor, în realitate acest lucru nu este valabil!

4.4.3 Modelul diodă-potențiometrului al tranzistorului

Pentru a înțelege mai ușor modul de funcționare al tranzistorului, putem considera următorul model teoretic:

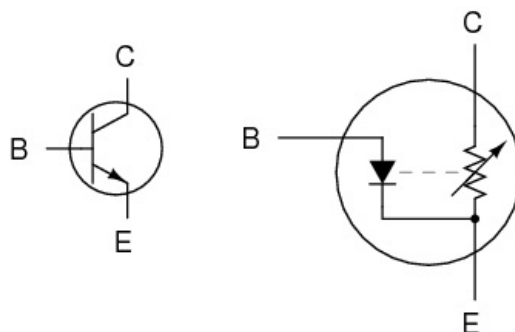


Figure 115: modelul diodă-potențiometrului al tranzistorului (tip NPN)

Conform acestui model, tranzistorul este o combinație dintre o diodă și un potențiometrului. Curentul prin dioda bază-emitor controlează rezistența potențiometrului colector-emitor, lucru evidențiat prin linia întreruptă dintre cele două componente, ceea ce duce la controlul curentului prin colector. Tranzistorul de sus este de tipul NPN. Tranzistorul de tipul PNP, va avea dioda bază-emitor inversată.

4.4.4 Modelul diodă-sursă-de-curent al tranzistorului

Un model mult mai precis însă, este cel din figura de mai jos:

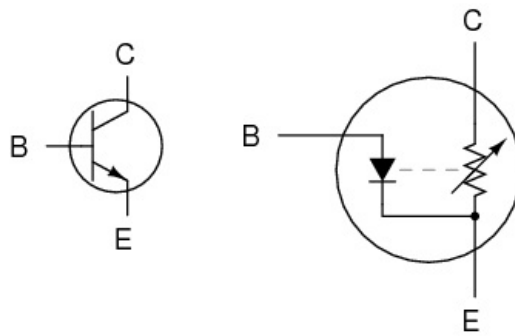


Figure 116: modelul diodă-sursă-de-curent al tranzistorului (tip NPN)

Conform acestui model, tranzistorul este o combinație dintre o diodă și o sursă de curent, ieșirea sursei de curent fiind un multiplu (raportul beta) al curentului de bază. Acest model descrie mult mai precis caracteristica intrare/ieșire al tranzistorului: curentul de bază stabilește o anumită *curent* în colector, și nu o anumită *rezistență* colector-emitor, precum în cazul precedent. Din păcate, folosirea unei surse de curent îi poate duce pe cei mai ne-experimentați în eroare; un tranzistor *nu* este în niciun caz o sursă de energie electrică, dar pe model, faptul că sursa de energie este externă tranzistorului, nu este aparentă.

4.5 Amplificator cu tranzistor în conexiune emitor comun

Să reluăm exemplul studiat în secțiunile precedente, unde tranzistorul a fost folosit pe post de întrerupător:

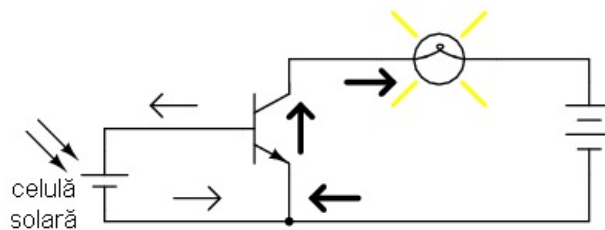


Figure 117: tranzistor NPN pe post de întrerupător

Această configurație poartă numele de *conexiune emitor comun* datorită faptului că, ignorând bateria de alimentare, atât pentru sursa de semnal (celula solară) cât și pentru sarcină, contactul emitorului reprezintă un punct comun celor două.

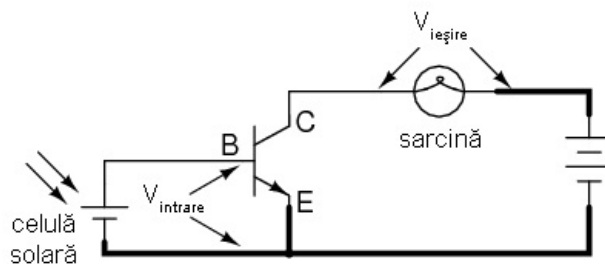


Figure 118: amplificator emitor comun: semnalele de intrare și de ieșire au ca punct comun contactul emitorului

În exemplele precedente, am considerat că tranzistorul funcționează saturat (la capacitate maximă). Cunoscând faptul că, curentul prin colector poate varia în funcție de curentul bazei, putem controla luminozitatea lămpii din acest circuit în funcție de expunerea celulei solare la lumină. Când intensitatea luminoasă ce cade pe celula solară este minimă, lampa va lumina foarte slab. Pe măsură ce intensitatea luminoasă ce cade pe celula solară crește, va crește și intensitatea luminoasă a lămpii.

Să presupunem acum că am dori să măsurăm intensitatea luminoasă cu ajutorul celulei solare. Vrem să măsurăm de fapt intensitatea razei incidente pe celula solară folosind curentul său de ieșire conectat la un instrument de măsură (ampermetru). Una dintre soluții ar consta în conectarea ampermetrului direct la celula solară:

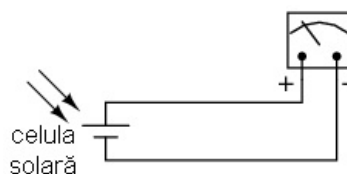


Figure 119: măsurarea intensității luminoase cu ajutorul unui circuit format dintr-o celulă solară și un ampermetru pentru măsurarea curentului de la ieșirea celulei

Cu toate că această metodă funcționează pentru măsurători moderate ale intensităților, ea nu poate fi folosită atunci când intensitatea luminoasă scade sub o anumită valoare, datorită faptului că celula solară trebuie să alimenteze și ampermetrul iar precizia sistemului scade foarte mult în acest caz. Să presupunem în continuare că în exemplul de mai sus, suntem interesați de măsurători extrem de scăzute ale intensităților luminoase. În acest caz, trebuie să căutăm o altă soluție.

Soluția cea mai la îndemână este utilizarea unui tranzistor pentru *amplificarea* curentului generat de celula solară. Acest lucru înseamnă că va exista o cantitate mult mai mare de curent disponibilă pentru deviația acului indicator al aparatului de măsură, pentru o valoare mult mai mică a curentului generat de celula solară.

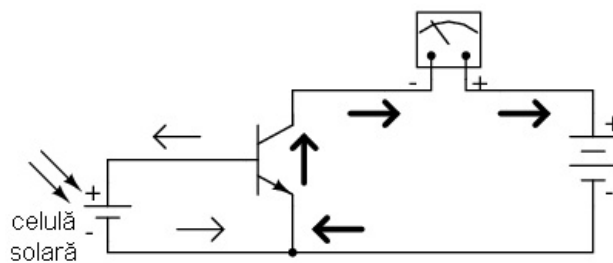


Figure 120: amplificarea semnalului de curent generat de celula solară cu ajutorului unui tranzistor în conexiune emitor-comun

De această dată, curentul prin circuit (și prin aparatul de măsură) va fi de β ori mai mare decât curentul prin celula solară. Pentru un tranzistor cu $\beta = 100$, această lucră reprezintă o creștere substanțială a preciziei măsurătorii. Atenție însă, puterea adițională necesară funcționării aparatului de măsură este „colectată” de la bateria din dreapta, nu de către celula solară. Tot ceea ce realizează celula solară este *controlul* curentului bateriei pentru furnizarea unei puteri mai mari necesare funcționării aparatului de măsură, puterea ce nu ar fi putut fi generată de către celula solară însăși.

Deoarece tranzistorul este un dispozitiv de regulare a curentului, iar indicația aparatului de măsură depinde doar de curentul ce trece prin bobina acestuia, indicația aparatului de măsură va depinde doar de celula solară și *nu* de valoarea tensiunii generate de baterie. Acest lucru înseamnă că acuratețea măsurătorii realizată de acest circuit va fi independentă de condițiile bateriei, un lucru extrem de important! Tot ceea ce trebuie bateria să facă, este să genereze o anumită tensiune minimă și un curent suficient pentru funcționarea ampermetrului.

Configurația emitor comun mai poate fi folosită și pentru producerea unei *tensiuni* dependente de semnalul de intrare, în loc de *curent*. Să înlocuim așadar aparatul de măsură cu un rezistor și să măsurăm tensiunea dintre colector și emitor:

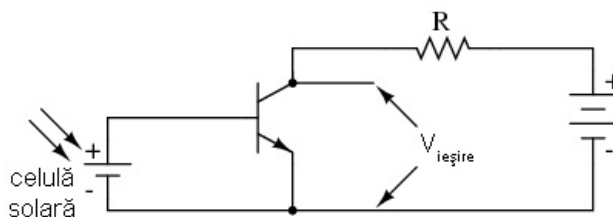


Figure 121: căderea de tensiune dezvoltată pe un tranzistor în conexiune emitor comun datorită curentului prin sarcină

Când intensitatea luminoasă pe celula solară este zero, tranzistorul va fi blocat și se va comporta precum un întrerupător deschis între colector și emitor. Acest lucru va duce la apariția unei căderi de tensiune maxime între colector și emitor, $V_{ieșire}$, tensiune egală cu tensiunea de la bornele bateriei.

Când intensitatea luminoasă pe celula solară este maximă, celula solară va duce tranzistorul în zona de saturație; acesta se va comporta precum un întrerupător închis între colector și emitor. Rezultatul va fi o cădere de tensiune minime între colector și emitor. Totuși, această tensiune de saturație dintre colector și emitor este destul de mică, câteva zecimi de volți, în funcție de tranzistorul folosit.

Pentru intensități luminoase ce se găsesc între aceste valori (minim/maxim), tranzistorul va funcționa în zona activă, iar tensiunea de ieșire va fi undeva între zero volți și tensiunea bateriei. De menționat că tensiunea de ieșire a tranzistorului în configurație emitor comun este *invers proporțională* cu intensitatea semnalului de intrare. Cu alte cuvinte, tensiunea de ieșire scade cu creșterea semnalului de intrare. Din acest motiv, amplificatorul (cu tranzistor) în configurație emitor comun poartă numele de amplificator *inversor*.

Să considerăm circuitul:

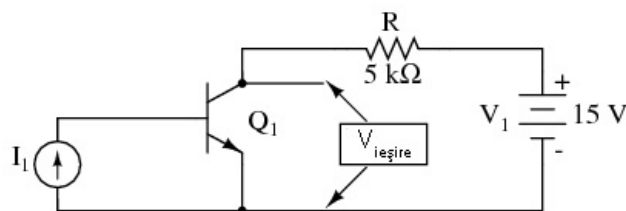


Figure 122: schema amplificatorului cu tranzistor în conexiune emitor comun

Graficul variației tensiune-curent arată astfel (căderea de tensiune dintre colector și emitor și curentul bazei):

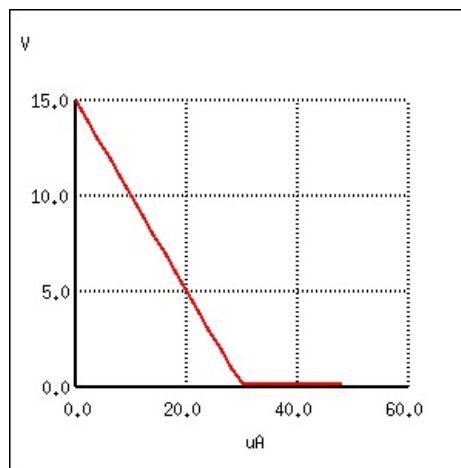


Figure 123: amplificator cu tranzistor în conexiune emitor comun; graficul variației tensiune-curent

La începutul simulării, curentul generat de sursă (celula solară) este zero, tranzistorul este blocat iar căderea de tensiune între colector și emitor este maximă, și anume 15 V, tensiunea bateriei. Pe măsură ce curentul generat de celula solară începe să crească, tensiunea de ieșire începe să scadă proporțional, până când tranzistorul intră în starea de saturație la curentul de bază de 30 μA . Putem observa foarte clar de pe grafic că variația tensiunii este perfect liniară, până în momentul saturării, unde nu atinge de fapt niciodată valoarea zero. Un tranzistor saturat nu poate atinge niciodată o cădere de tensiune de exact 0 volți între colector și emitor datorită efectelor joncțiunii sale interne.

4.5.1 Amplificarea semnalelor alternative

Adesea avem nevoie însă de un amplificator în curent alternativ. O aplicația practică este utilizarea acestui tip de amplicare în sistemele audio. Să reluăm circuitul cu microfon (figura de mai jos), dar să încercăm de data aceasta să-l modificăm astfel încât să alimenteze un difuzor în loc de lampă.

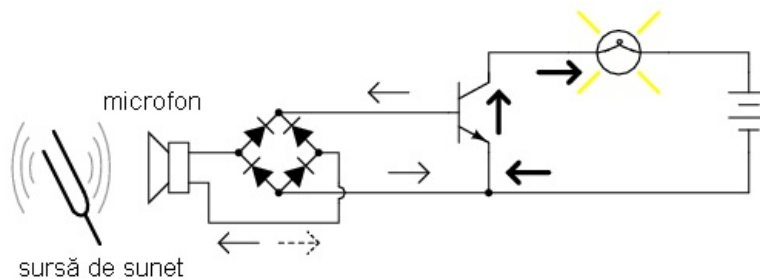


Figure 124: activarea tranzistorului cu ajutorul unei surse de sunet

În circuitul original (cel de sus), am folosit o punte redresoare pentru transformarea semnalului de curent alternativ al microfonului în tensiune de curent continuu pentru polarizarea bazei tranzistorului. În acel caz ne-a interesat doar să pornim lampa cu un semnal venit din partea microfonului, iar această configurație și-a îndeplinit scopul. De data aceasta însă, vrem să reproducem un semnal de curent alternativ pe difuzor. Acest lucru înseamnă că nu mai putem redresa semnalul de ieșire al microfonului, deoarece avem nevoie de semnalul de curent alternativ nedistorsionat la intrarea tranzistorului. Să îndepărtăm așadar puntea redresoare din circuit și să înlocuim lampa cu un difuzor:

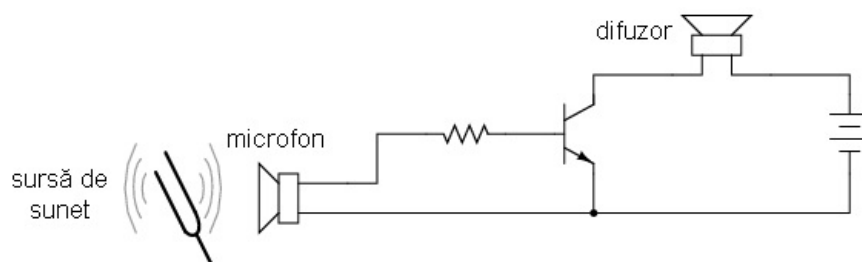


Figure 125: amplificator cu tranzistor în conexiune emitor comun legat la difuzor și acționat cu ajutorul unui semnal audio

Fiindcă microfonul poate produce tensiuni mai mari decât tensiunea de polarizare directă a joncțiunii bază-emitor, vom conecta și un rezistor în serie cu microfonul. Circuitul practic pe care îl vom analiza arată astfel:

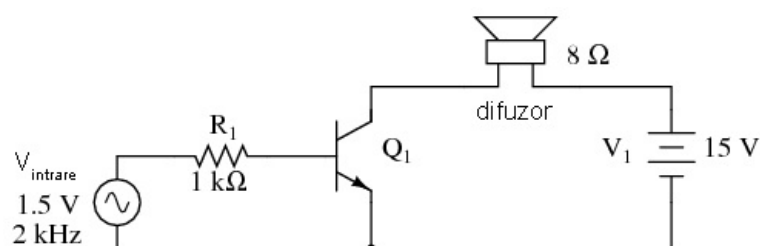


Figure 126: amplificator cu tranzistor în conexiune emitor comun legat la difuzor și acționat cu ajutorul unui semnal audio; circuitul practic

Graficul variației tensiune-curent, tensiunea de alimentare, V_1 (1,5 V, $f = 2.000$ Hz) cu roșu, curentul prin difuzor (mai mare de 10 ori pe grafic decât curentul real, pentru observarea mai clară a acestuia), cu albastru, este prezentat mai jos:

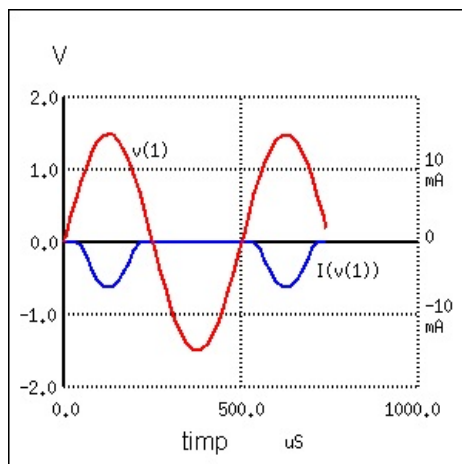


Figure 127: amplificator cu tranzistor în conexiune emitor comun legat la difuzor și acționat cu ajutorul unui semnal audio; formele de undă ale tensiunii de intrare și a curentului emitor-colector (prin difuzor)

Curentul prin difuzor este același cu cel prin baterie. Putem vedea că semnalul de tensiune de intrare este un semnal sinusoidal cu semiperioda pozitivă și negativă, iar semnalul de curent de ieșire pulsează doar într-o singură direcție (semiperioda negativă). Sunetul reprodus de difuzor în acest caz va fi extrem de distorsionat.

Ce s-a întâmplat cu circuitul în acest caz? De ce nu reproduce în totalitate semnalul de tensiune în curent alternativ de la intrare? Să revenim la modelul diodă-sursă-de-curent al tranzistorului pentru a încerca elucidarea problemei:

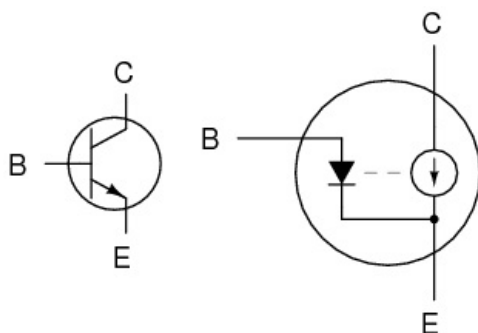


Figure 128: modelul diodă-sursă-de-curent al tranzistorului

Curentul prin colector este regulat, sau controlat, printr-un mecanism de curent constant ce depinde de curentul prin dioda bază-emitor. Observați că ambele direcții ale curentului sunt *uni-direcționale*! În ciuda faptului că se încearcă o amplificare de semnal în curent alternativ, acesta este de fapt un dispozitiv de curent continuu, fiind capabil să conducă curenți doar într-o singură direcție. Chiar dacă aplicăm o tensiune alternativă între bază și emitor, electronii nu se pot deplasa prin circuit în semi-perioada negativă a semnalului ce polarizează invers joncțiunea bază-emitor (dioda). Prin urmare, tranzistorul va fi blocat în acea porțiune a perioadei, și va intra în conducție doar când polaritatea tensiunii de intrare este corectă, astfel încât să polarizeze direct dioda bază-emitor, și doar dacă acea tensiune este suficient de mare pentru a depăși tensiune de polarizare directă a diodei. Rețineți, tranzistorii sunt *dispozitive controlate în curent*: aceștia controlează curentul prin colector în funcție de existența *curentului* între bază și emitor (curentul de bază), și nu în funcție de *tensiunea* bază-emitor.

Singura modalitate prin care tranzistorul poate reproduce întreaga formă de undă pe difuzor, este menținerea acestuia în zona activă pe întreaga perioadă a unei, adică, trebuie să menținem un curent prin bază în toată această perioadă. Prin urmare, joncțiunea bază-emitor trebuie polarizată direct tot timpul. Din fericire, acest lucru se poate realiza prin conectarea unei surse de curent continuu în serie cu semnalul de intrare:

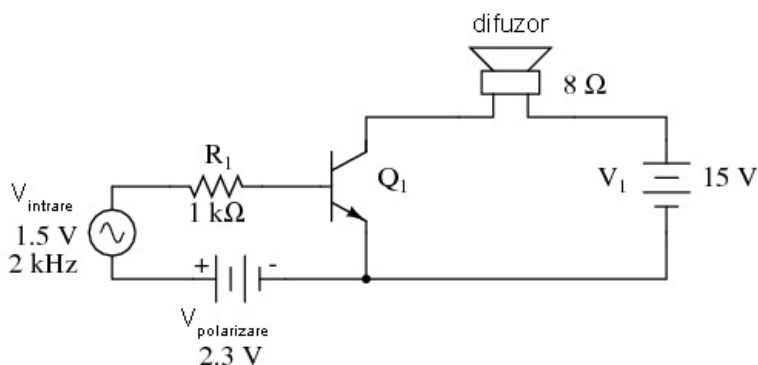


Figure 129: adăugarea unei surse de tensiune în curent continuu pentru polarizarea directă a joncțiunii bază-emitor pe toată perioada semnalului de intrare

Graficul variației tensiune-curent arată de data aceasta astfel:

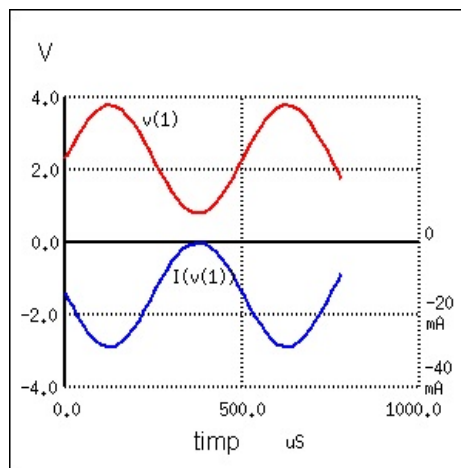


Figure 130: graficul variației tensiune-curent

Cu sursa de tensiune de polarizare ($V_{\text{polarizare}}$) conectată în serie cu sursa de semnal, tranzistorul rămâne în zona activă de funcționare pe toată perioada unde, reproducând cu exactitate forma de undă de la intrare pe difuzor. Observați că tensiunea de la intrare variază între valorile de 0.8 V și 3.8 V, o amplitudine vârf-la-vârf de exact 3 volți ($2 \times \text{amplitudinea de vârf a sursei} = 2 \times 1,5 = 3 \text{ V}$). Curentul de ieșire, pe difuzor, variază între zero și aproximativ 300 mA, fiind defazat cu 180° cu semnalul de intrare (al microfonului).

Dacă am conecta simultan mai multe osciloscoape în circuitul de mai sus, formele de undă ale tensiunilor ar arăta astfel:

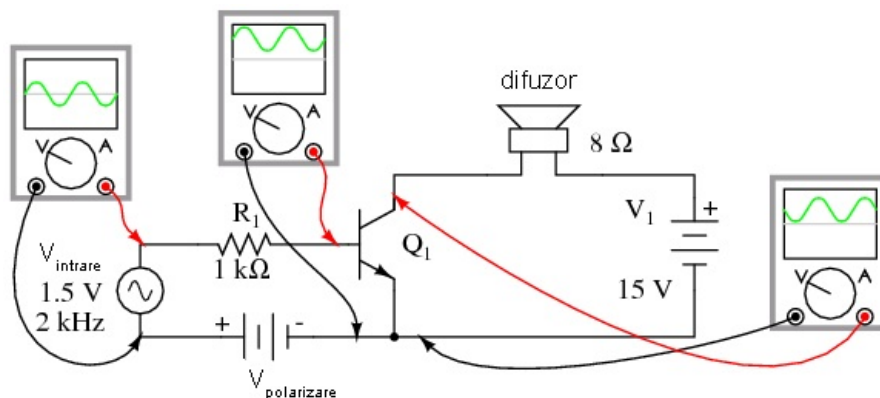


Figure 131: observarea formelor de undă ale tensiunilor în diferite puncte critice ale unui amplificator cu tranzistor în conexiune emitor-comun

Amplificarea în curent al circuitului de mai sus este dată de factorul beta β al tranzistorului, în acest caz particular, 100, sau 40 dB. Amplificarea în tensiune însă, este puțin mai complicat de determinat. Să urmărim graficul tensiunii pe difuzor (albastru) și al tensiunii de intrare pe tranzistor (roșu, bază-emitor):

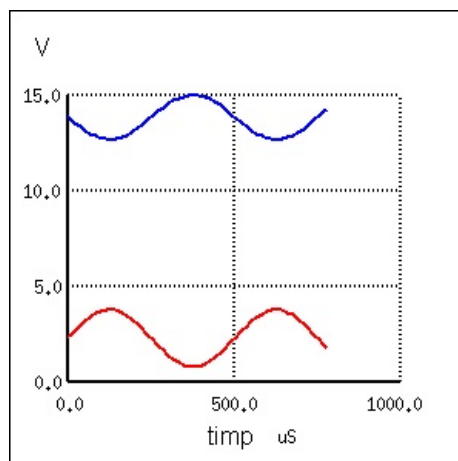


Figure 132: graficul formelor de undă a tensiunii pe difuzor (albastru) și al tensiunii de intrare a tranzistorului (roșu)

Dacă am lua aceeași scală, de la 0 la 4 V, putem vedea că forma de undă a tensiunii de ieșire are o amplitudine vârf-la-vârf mai mică decât tensiunea de intrare. Din moment ce amplificarea în tensiune a unui amplificator este definită ca și raportul dintre amplitudinile semnalelor de curent alternativ, putem ignora componenta de curent continuu ce separă cele două forme de undă. Chiar și așa, tensiunea de intrare este mai mare decât cea de ieșire, ceea ce înseamnă că amplificarea în tensiune este sub-unitară. Această amplificare mică în tensiune nu este caracteristică tuturor amplificatoarelor emitor-comun, ci este consecința diferenței mari dintre rezistențele de intrare și ieșire. Rezistența de intrare (R_1) în acest caz este de 1.000 Ω , iar rezistența sarcinii (difuzor) este de doar 8 Ω . Deoarece amplificarea în curent a amplificatorului este determinată doar de factorul beta (β) al tranzistorului, și deoarece acest factor este fix, amplificarea în curent nu se va modifica odată cu variația nici uneia dintre cele două rezistențe. Totuși, amplificarea în tensiune *depinde* de aceste rezistențe. Dacă mărim rezistența sarcinii, căderea de tensiune pe aceasta va fi mai mare pentru aceleași valori ale curenților, rezultând o formă de undă de ieșire mai mare. Să urmărim și graficul formelor de undă pentru sarcina de 30 Ω :

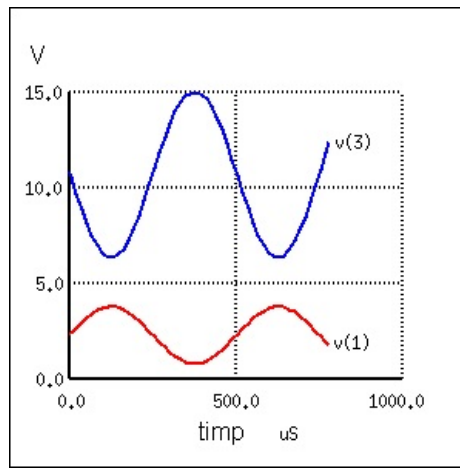


Figure 133: graficul formelor de undă a tensiunii pe difuzor (albastru) și al tensiunii de intrare a tranzistorului (roșu), pentru o sarcină de $30\ \Omega$ în loc de $8\ \Omega$

De data aceasta, amplitudinea formei de undă a tensiunii de ieșire (albastru) este mult mai mare decât tensiunea de intrare. Dacă ne uităm mai atent, putem vedea că amplitudinea vârf la vârf este de 9 V, de 3 ori mai mare decât amplitudinea tensiunii de intrare. Mai exact, tensiunea de intrare este de 1.5 V, iar cea de ieșire de 4.418 V. Să calculăm așadar raportul (factorul) de amplificare în tensiune (A_V):

$$A_V = \frac{V_{\text{ieșire}}}{V_{\text{intrare}}}$$

$$A_V = \frac{4.418\text{ V}}{1.5\text{ V}}$$

$$A_V = 2.9453$$

Figure 134: calcule matematice

Deoarece amplificarea în curent a amplificatorului emitor comun este fixată de factorul β , iar tensiunile de intrare și ieșire vor fi egale cu produsul dintre curenții de intrare și ieșire și rezistențele rezistorilor respectivi, putem scrie următoarea ecuație pentru aproximarea amplificării în tensiune:

$$A_V = \beta \frac{R_{\text{ieșire}}}{R_{\text{intrare}}}$$

$$A_V = (100) \frac{30\ \Omega}{1000\ \Omega}$$

$$A_V = 3$$

Figure 135: ecuația amplificării în tensiune a amplificatorului în conexiune emitor comun

Diferența dintre amplificarea reală (2.94) și cea ideală (3), se datorează imperfecțiunilor tranzistorilor în general.

4.5.2 Amplificator emitor comun cu tranzistor PNP

Până acum am folosit doar tranzistori de tipul NPN, dar putem la fel de bine utiliza tranzistori NPN în *orice* tip de configurație, atâta timp cât polaritatea și direcțiile curenților sunt cele corecte. Factorii de amplificare în curent și tensiune sunt aceiași și pentru amplificatorul cu tranzistor PNP, doar polaritățile bateriilor sunt diferite:

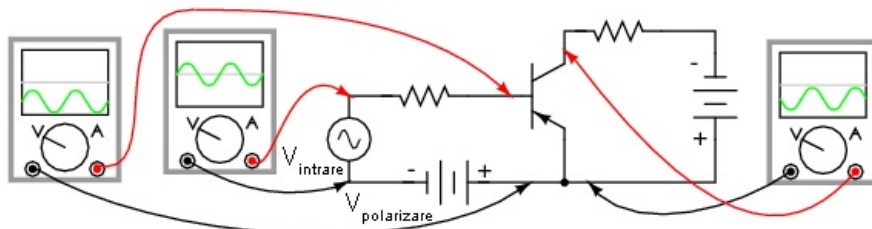


Figure 136: amplificator în configurație emitor comun cu tranzistor de tipul PNP

4.6 Amplificator cu tranzistor în conexiune colector comun

Configurația amplificatorului colector comun arată astfel:

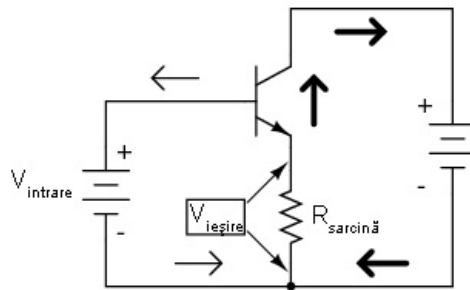


Figure 137: configurația amplificatorului cu tranzistor în conexiune colector comun

Denumirea de *colector comun* vine de la faptul că, ignorând sursa de alimentare (bateria), sursa de semnal și sarcina au ca punct comun contactul colectorului:

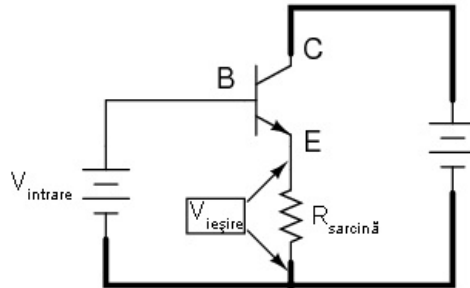


Figure 138: configurația amplificatorului cu tranzistor în conexiune colector comun

Se poate observa că prin rezistorul de sarcină trece atât curentul colectorului cât și curentul bazei, fiind conectat în serie cu emitorul. Amplificarea în curent a amplificatorului colector comun este cea mai mare dintre toate configurațiile, deoarece într-un tranzistor, cel mai mare curent se regăsește pe emitor, fiind suma dintre curentul bazei și al colectorului. Să analizăm însă circuitul de mai jos pentru a descoperi particularitățile acestei configurații:

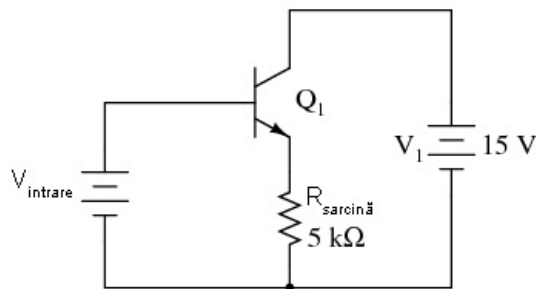


Figure 139: configurația amplificatorului cu tranzistor în conexiune colector comun; circuit practic

Graficul variației căderii de tensiune de ieșire - cădere de tensiune de intrare, este următorul:

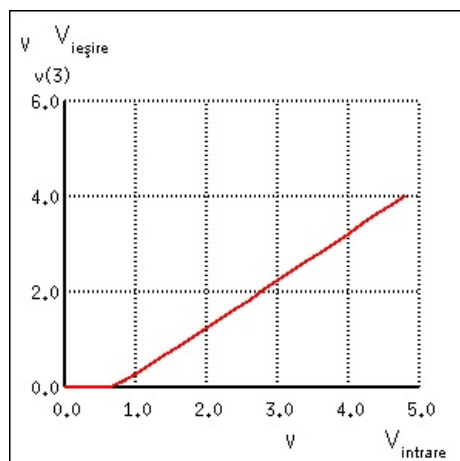


Figure 140: configurația amplificatorului cu tranzistor în conexiune colector comun; variația tensiune ieșire - tensiune intrare

Fața de conexiunea emitor comun, amplificatorul colector comun produce la ieșire o cădere de tensiune de aceeași polaritate cu tensiunea de intrare. Pe măsură ce tensiunea de intrare crește, crește și cea de ieșire. Mai mult, tensiunea de ieșire, este aproape *identică* cu tensiunea de intrare, minus căderea de 0.7 V a joncțiunii P-N. Indiferent de factorul beta al tranzistorului, sau de valoarea sarcinii, amplificatorul colector comun are un factor de amplificare în tensiune (A_V) extrem de apropiat de valoarea 1. Din această cauză, conexiunea colector comun mai este denumită și *repetor pe emitor*.

4.6.1 Explicație

Este relativ ușor de înțeles motivul pentru care căderea de tensiune pe sarcina amplificatorului în colector comun este aproximativ egală cu tensiunea de intrare. Dacă ne referim la modelul diodă-sursă-de-curent al tranzistorului, putem vedea că, curentul bazei

trebuie să treacă prin joncțiunea P-N bază-emitor, joncțiune echivalentă unei diode redresoare. Dacă această joncțiune este polarizată direct, va exista o cădere de tensiune de aproximativ 0,7 V (siliciu) între terminalele acestia. Această cădere de tensiune de 0,7 V nu depinde de amplitudinea curentului de bază, astfel că putem considera această cădere de tensiune ca fiind constantă:

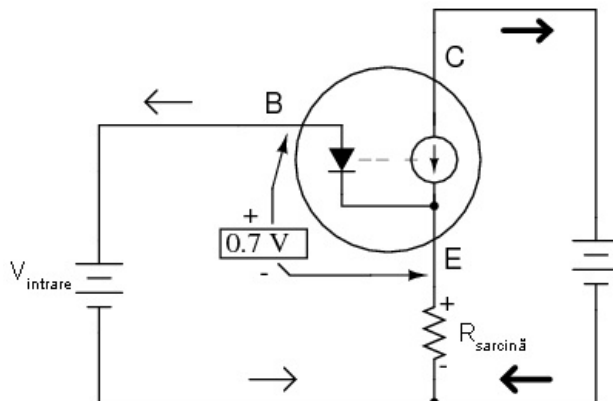


Figure 141: configurația amplificatorului cu tranzistor în conexiune colector comun; modelul diodă-sursă-de-tensiune pentru explicarea comportamentului amplificatorului

Cunoscând polaritățile tensiunilor joncțiunii P-N bază-emitor și a rezistorului de sarcină, putem vedea că tensiunea de intrare *trebuie* să fie egală cu suma celor două, în conformitatea cu legea lui Kirchhoff pentru tensiune. Cu alte cuvinte, tensiunea sarcinii va fi tot timpul cu aproximativ 0,7 V mai mică decât tensiunea de intrare, atunci când tranzistorul se află în stare de conducție.

4.6.2 Utilizarea unei surse de curent continuu

Pentru amplificarea semnalelor de curent alternativ cu ajutorul configurației colector comun, este nevoie de utilizarea unei surse de tensiune în curent continuu (tensiune de polarizare), la fel cum a fost cazul configurației emitor comun. Rezultatul este însă de această dată un amplificator ne-inversor.

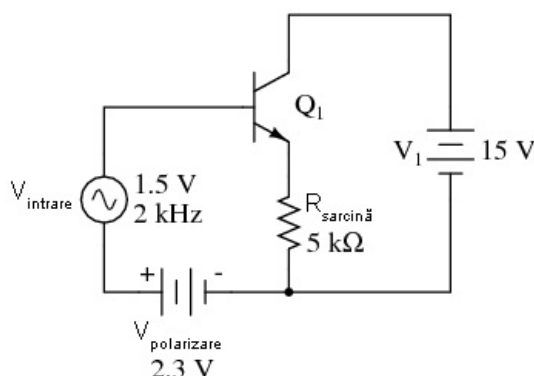


Figure 142: configurația amplificatorului cu tranzistor în conexiune colector comun; adăugarea sursei de tensiune în curent continuu pentru polarizarea corectă a tranzistorului

Formele de undă a tensiunii de ieșire (albastru) și a tensiunii de intrare (roșu) sunt prezentate în graficul de mai jos:

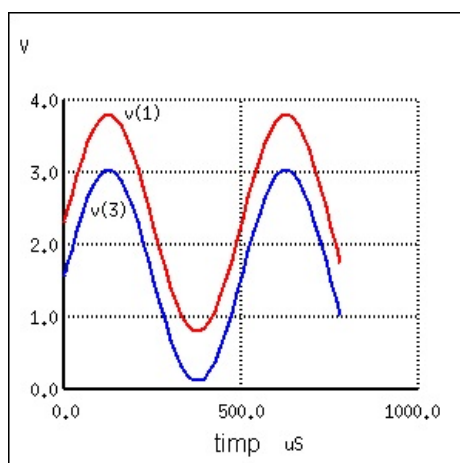


Figure 143: formele de undă ale tensiunilor de intrare și ieșire ale amplificatorului colector comun

Dacă ar să conectăm mai multe osciloscopiae în circuit, vom vedea că formele de undă ale tensiunilor arată astfel:

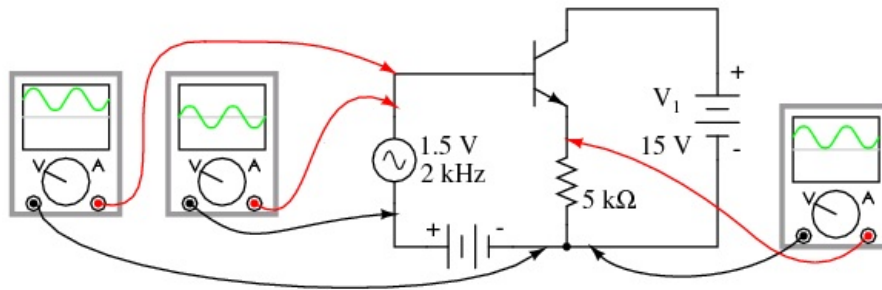


Figure 144: configurația amplificatorului cu tranzistor în conexiune colector comun; conectarea osciloscoapelor pentru vizualizarea formelor de undă

4.6.3 Factorul de amplificare în curent

Din moment ce această configurație nu oferă nicio amplificare în tensiune, singura amplificare realizată este în curent. Configurația anterioară, emitor comun, oferea un factorul de amplificare în curent egal cu factorul β al tranzistorului, datorită faptului că, curentul de intrare trecea prin bază, iar curentul de ieșire (sarcină) trecea prin colector, iar β este prin definiție raportul dintre curentul de colector și curentul de bază. În configurația colector comun însă, sarcina este conectată în serie cu emitorul, prin urmare, curentul de ieșire este egal cu acest curent al emitorului. Dar curentul prin emitor este curentul colectorului *plus* curentul bazei. Acest lucru înseamnă o amplificare în curent (A_I) egală cu β plus 1:

$$A_I = \frac{I_{\text{emitor}}}{I_{\text{bază}}}$$

$$A_I = \frac{I_{\text{colector}} + I_{\text{bază}}}{I_{\text{bază}}}$$

$$A_I = \frac{I_{\text{colector}}}{I_{\text{bază}}} + 1$$

$$A_I = \beta + 1$$

Figure 145: configurația amplificatorului cu tranzistor în conexiune colector comun; calcularea factorului de amplificare în curent

4.6.4 Amplificator colector comun cu tranzistor PNP

Și în acest caz, se pot utiliza tranzistori de tip PNP pentru realizarea amplificatorului colector comun. Toate calculele sunt identice. Singura diferență este inversarea polarității tensiunilor și a direcției curenților:

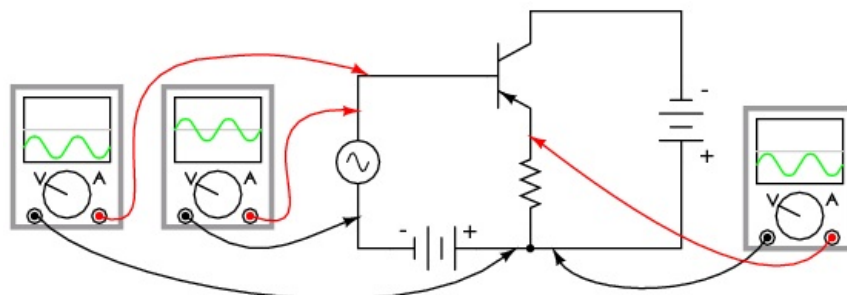


Figure 146: configurația amplificatorului cu tranzistor de tip PNP în conexiune colector comun;

4.6.5 Stabilizarea tensiunii cu tranzistor în conexiune colector comun

O aplicație populară a tranzistorului colector comun constă în stabilizarea surselor de putere în curent continuu. Una dintre soluții utilizează diode zener pentru tăierea tensiunilor mai mari decât tensiunea zener:

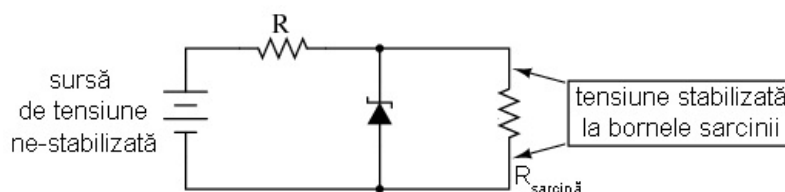


Figure 147: stabilizarea tensiunii cu ajutorul diodelor zener

Totuși, curentul ce poate fi transmis sursei este destul de limitat în această situație. În principiu, acest circuit regulează tensiunea la bornele sarcinii prin menținerea curentului prin rezistorul serie la valori suficient de mari pentru ca întreaga putere în exces a sursei de tensiune să cadă pe rezistor; dioda zener va „trage” un curent necesar menținerii unei căderi de tensiune constante la bornele sale. Pentru sarcini mari, ce necesită un curent mare pentru acționarea lor, un stabilizator de tensiune cu diodă zener ar trebui să șunteze un curent mare prin diodă pentru a putea stabiliza tensiunea pe sarcină.

O metodă de rezolvare a acestei probleme constă în utilizarea unui tranzistor în conexiune colector comun pentru amplificarea curentului prin sarcină, astfel ca dioda zener să nu fie nevoită să conducă decât curentul necesar bazei tranzistorului.

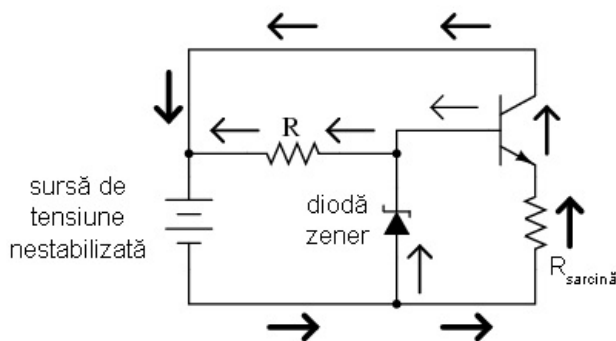


Figure 148: stabilizarea tensiunii cu ajutorul diodelor zener și a unui tranzistor în conexiune colector comun pentru acționarea sarcinii

Singura problemă este că tensiunea pe sarcină va fi cu aproximativ 0.7 V mai mică decât căderea de tensiune pe dioda zener. Acest lucru poate fi însă corectat prin utilizarea unei diode zener cu o tensiune zener mai mare cu 0.7 V decât tensiunea necesară pentru aplicația în cauză.

4.6.6 Tranzistor Darlington

În unele aplicații, factorul de amplificare în curent al unui singur tranzistor în configurație colector comun nu este suficient. În acest caz, se pot conecta (etaja) mai mulți tranzistori într-o configurație Darlington:

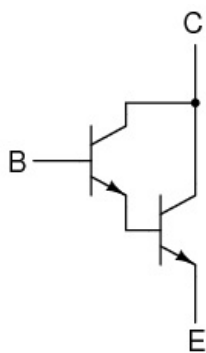


Figure 149: tranzistori în configurație Darlington

Configurația Darlington constă în conectarea pe sarcina unui tranzistor colector comun a unui alt tranzistor, multiplicând astfel factorii de amplificare în curent al celor doi:

$A_I = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)$, unde:

β_1 - factorul beta al primul tranzistor

β_2 - factorul beta al celui de al doilea tranzistor

Amplificarea în tensiune va fi și de această dată apropiată de 1, cu toate că tensiunea de ieșire va fi mai mică cu 1,4 V decât tensiunea de intrare:

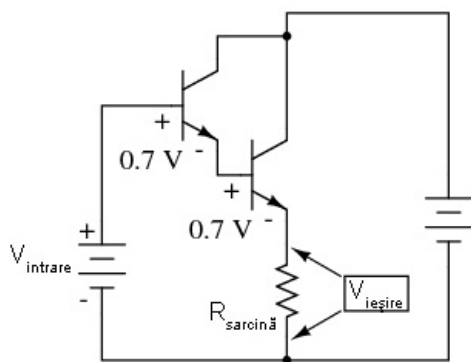


Figure 150: amplificator cu tranzistori în configurație Darlington

Tranzistorii în configurație Darlington pot fi cumpărați ca și dispozitive discrete, sau pot fi construiți din tranzistori individuali. Desigur, dacă se dorește obținerea unor curenți și mai mari, se pot conecta chiar și trei sau patru tranzistori în configurație Darlington.

4.7 Amplificator cu tranzistor în conexiune bază comună

Această configurație este mai complexă decât celelalte două, emitor comun și colector comun, și este mai puțin folosită datorită caracteristicilor ciudate de funcționare:

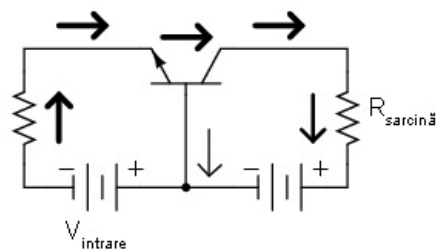


Figure 151: amplificator în conexiune bază comună

Denumirea de bază comună vine de la faptul că semnalul sursei de alimentare și sarcina au ca și punct comun baza tranzistorului:

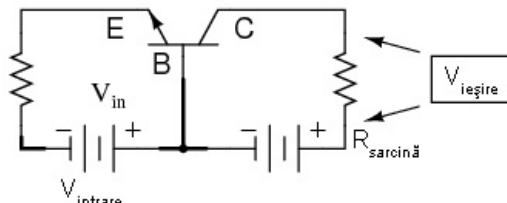


Figure 152: amplificator în conexiune bază comună; intrarea între emitor și bază, ieșirea între colector și bază

Probabil că cea mai ciudată caracteristică a acestui tip de configurație constă în faptul că sursa de semnal de intrare trebuie să conducă întreg curentul de pe emitor al tranzistorului, după cum este indicat în prima figură prin săgețile îngroșate. După câte știm, curentul emitorului este mai mare decât oricare alți curenți ai tranzistorului, fiind suma curenților de bază și de colector. În celelalte două configurații, sursa de semnal era conectată la baza tranzistorului, curentul prin sursă fiind astfel cel mai mic posibil. Deoarece curentul de intrare este mai mare decât toți ceilalți curenți din circuit, inclusiv curentul de ieșire, amplificarea în curent a acestui tip de amplificator este în realitate *mai mică* de 1. Cu alte cuvinte, acest amplificator *atenuează* curentul, nu-l amplifică. În configurațiile emitor și colector comun, parametrul folosit pentru amplificarea în curent este β , dar în configurație bază comună, avem nevoie de un alt parametru de bază al tranzistorului: raportul dintre curentul colectorului și curentul emitorului, raport ce este tot timpul mai mic decât 1, și poartă numele de *factorul alfa* (α).

4.7.1 Circuitul practic

Circuitul practic pe care îl vom studia, arată astfel:

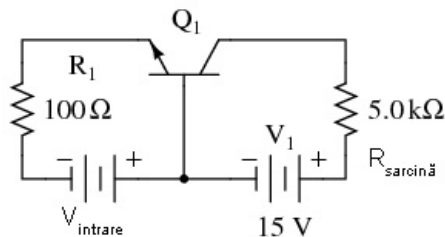


Figure 153: amplificator în conexiune bază comună

Graficul variației tensiunii de ieșire cu tensiune de intrare arată astfel:

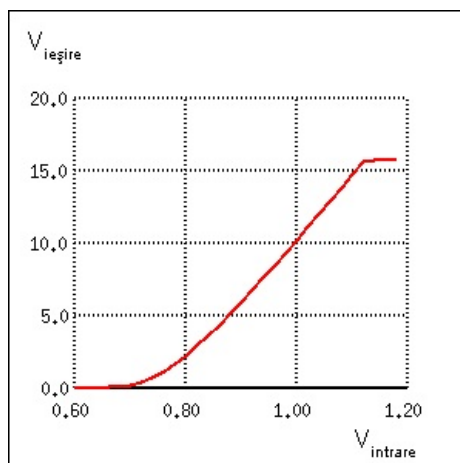


Figure 154: amplificator în conexiune bază comună

Putem observa din graficul de mai sus că tensiune de ieșire crește de la 0 (tranzistor blocat) la 15.75 V (tranzistor saturat) pe când tensiunea de intrare crește de la 0.6 V până la doar 1.2 V. Mai precis, tensiunea de ieșire nu începe să crească decât după ce tensiunea de intrare a depășit valoarea de 0.7 V, iar nivelul de saturație este atins pentru o tensiune de intrare de 1.12. Acest lucru reprezintă o amplificare în tensiune destul de mare, de 37.5. Putem observa de asemenea, că tensiunea de ieșire (măsurată la bornele rezistorului de sarcină, $R_{sarcină}$) crește peste valoarea sursei de tensiune (15 V) la saturație, datorită conectării în serie a celor două surse de putere.

O nouă analiză a circuitului, de data aceasta cu o sursă de semnal în curent alternativ legată în serie cu o sursă de polarizare de curent continuu, dezvăluie încă odată factorul mare de amplificare în tensiune:

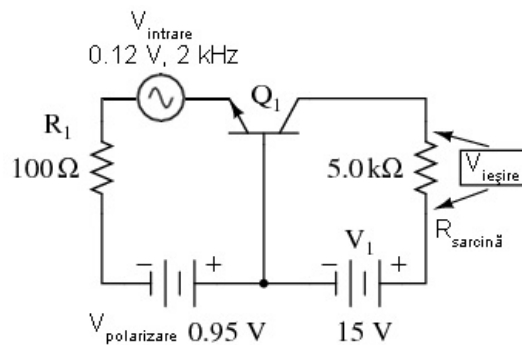


Figure 155: amplificator în conexiune bază comună; adăugarea unei surse de semnal în curent alternativ

După cum se poate observa în figura de mai jos, semnalul de intrare (roșu, mărit de 10 ori pentru ușurința vizualizării) este în fază cu cel de ieșire (albastru), ceea ce înseamnă că amplificatorul bază comun este non-inversor:

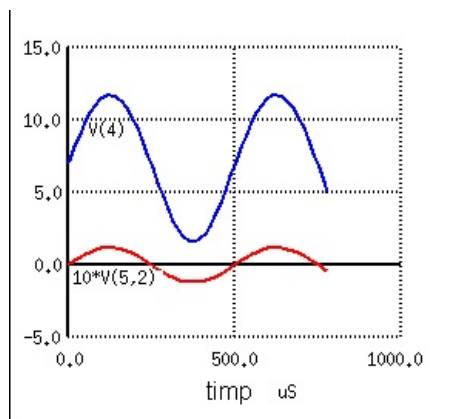


Figure 156: amplificator în conexiune bază comună; graficul formelor de undă ale tensiunilor de intrare și de ieșire

Putem vizualiza formele de undă ale amplificatorului conectând mai multe osciloscopae, simultan, în punctele de interes:

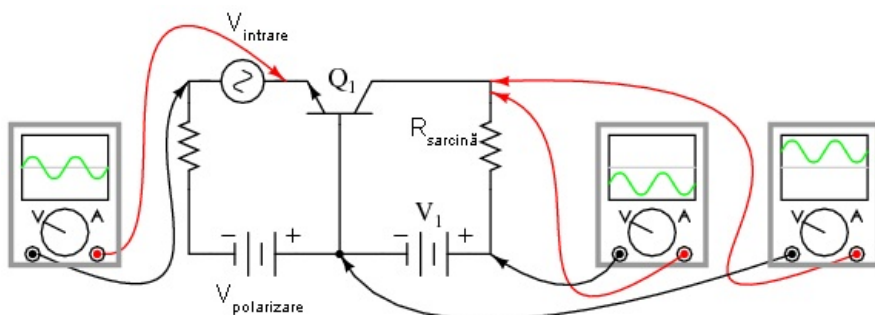


Figure 157: amplificator în conexiune bază comună; vizualizarea formelor de undă ale tensiunilor

Același lucru este valabil și pentru un tranzistor PNP:

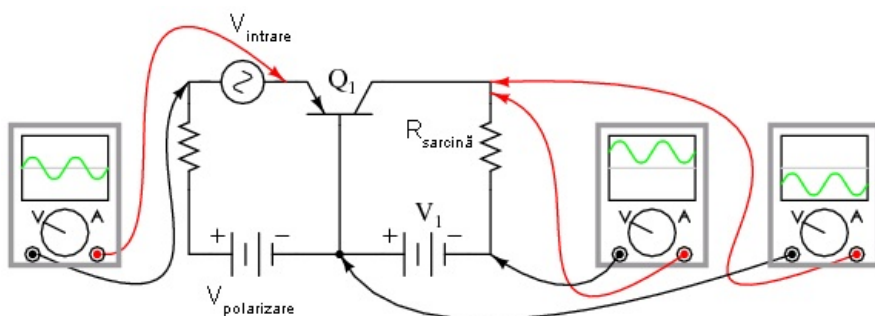


Figure 158: amplificator în conexiune bază comună; vizualizarea formelor de undă ale tensiunilor; tranzistor tip PNP

4.7.2 Calcularea factorului de amplificare în tensiune

Calcularea factorului de amplificare în tensiune pentru configurație bază comună este destul de dificilă și presupune aproximări ale comportamentului tranzistorului ce sunt greu de măsurat direct. Fată de celelalte configurații, unde amplificarea era determinată fie de raportul dintre doi rezistori (emitor comun), fie avea o valoare fixă (colector comun), în cazul de față această valoare depinde în mare măsură de valoarea tensiunii de polarizare în curent continuu a semnalului de intrare. Rezistența internă a tranzistorului între emitor și bază joacă un rol major în determinarea factorului de amplificare în tensiune, iar această rezistență variază odată cu variația curentului prin emitor.

Prin urmare, un factor de amplificare în curent subunitar și un factor de amplificare în tensiune imprevizibil, fac ca această configurație să ofere puține aplicații practice.

4.8 Amplificatoare clasa A, B, AB, C și D

După modul de reproducere la ieșire a formei de undă de la intrare, amplificatoarele pot fi împărțite pe *clase*. Aceste clase sunt desemnate cu literele A, B, AB, C și D.

4.8.1 Amplificator clasa A

În cazul amplificatoarelor de clasă A, întreg semnalul de intrare este reprodus la ieșire. Acest mod de operare al tranzistorului poate fi atins doar atunci când acest funcționează tot timpul în zona activă, neatingând niciodată punctul de saturație sau de blocare. Pentru realizarea acestui lucru, este nevoie de o tensiune de polarizare de curent continuu suficient de mare pentru funcționarea tranzistorului între zona de blocare și cea de saturație. În acest fel, semnalul de intrare în curent alternativ va fi perfect „centrat” între limita superioară și cea inferioară a nivelului de semnal al amplificatorului.

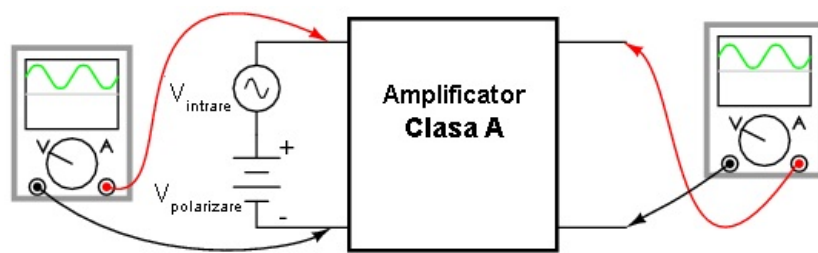


Figure 159: amplificator clasa A

4.8.2 Amplificator clasa B. Configurația contratimp

Amplificatorul de clasă B este ceea ce am obținut în cazul amplificatorului emitor comun, cu semnal de intrare în curent alternativ dar fără nicio tensiune de polarizare în curent continuu conectată la intrare. În acest caz, tranzistorul petrece doar o jumătate de timp în zona activă de funcționare, iar în cealaltă jumătate de timp este blocat, datorită faptului că tensiune de intrare este prea mică, sau chiar de polaritate inversă, pentru a putea polariza direct joncțiunea bază-emitor.

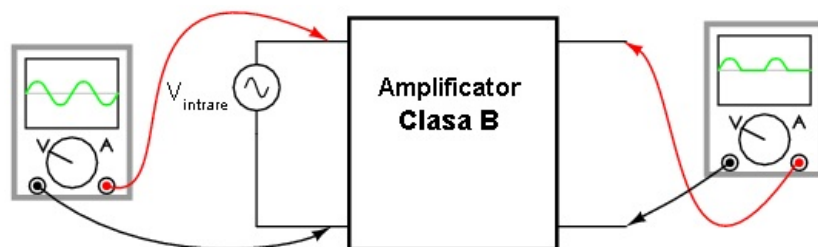
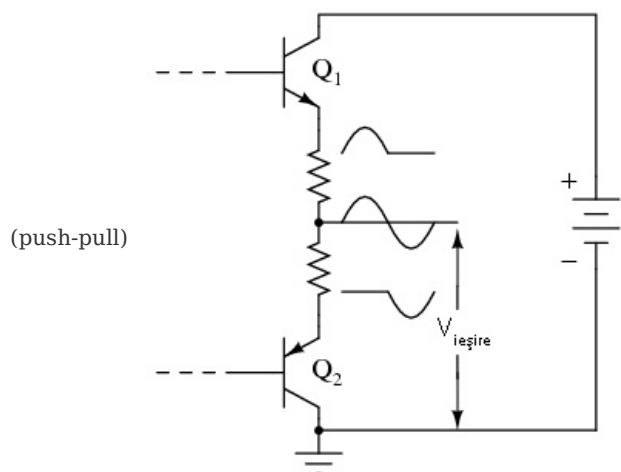


Figure 160: amplificator clasa B

Folosit individual, amplificatorul de clasă B nu este foarte folositor. De cele mai multe ori, distorsiunile foarte mari introduse în forme de undă, prin eliminarea unei semialternanțe, nu sunt acceptabile. Totuși, această modalitate de polarizare a amplificatoarelor este folosită dacă se folosesc două amplificatoare de clasă B în configurație *contratimp* (push-pull), fiecare amplificator reproducând doar o jumătate a formei de undă.



Un avantaj al amplificatorului de clasă B (contratimp) față de cel de clasă A, constă într-o capacitate mai mare a puterii de ieșire. În clasa A, tranzistorul disipă o putere considerabilă sub formă de căldură datorită faptului că acesta se află tot timpul în zona activă de funcționare. În clasa B, fiecare tranzistor conduce doar jumătate din timp, iar în cealaltă jumătate este blocat, nu conduce curent electric, și prin urmare, puterea disipată sub formă de căldură este zero. Astfel, fiecare tranzistor are timp de „odihnă” și de răcire, atunci când celălalt tranzistor se află în conducție. Amplificatoarele de clasă A sunt mai simplu de construit, dar sunt limitate doar la aplicații de putere joasă datorită căldurii generate.

4.8.3 Amplificator clasa AB

Amplificatoarele de clasă AB sunt undeva între clasa A și clasa B; tranzistorul conduce mai mult de 50% din timp, dar mai puțin de 100%.

4.8.4 Amplificator clasa C

Dacă semnalul de intrare al amplificatorului este ușor negativ (sursa de tensiune în curent alternativ inversată), semnalul de ieșire

va fi tăiat și mai mult față de semnalul de ieșire al amplificatorului de clasa B. Tranzistorul va petrece majoritatea timpului în stare blocată:

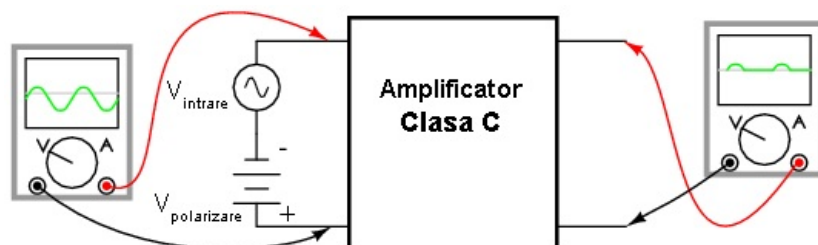


Figure 161: amplificator clasa C

Deși această configurație nu pare practică, dacă se conectează un circuit rezonant condensator-bobină la ieșire, semnalul ocazional produs de amplificator la ieșire este suficient pentru punerea în funcționare a oscilatorului:

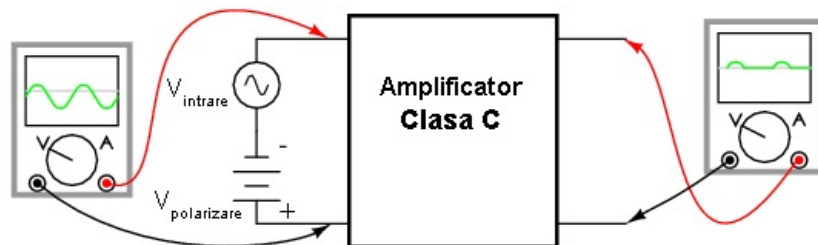


Figure 162: amplificator clasa C cu ieșire rezonantă

Datorită faptului că tranzistorul este în mare parte a timpului blocat, puterea la bornele sale poate fi mult mai mare decât în cazul celorlalte două configurații văzute mai sus. Datorită dependenței de circuitul rezonant de la ieșire, acest amplificator poate fi folosit doar pentru semnale de o anumită frecvență fixă.

4.8.5 Amplificator clasa D

Acest tip de amplificator este total diferit față de amplificatoarele de clasă A, B, AB sau C. Acesta nu este obținut prin aplicarea unei anumite tensiune de polarizare, precum este cazul celorlalte clase, ci necesită o modificare a circuitului de amplificare. Nu vom intra pentru moment în detaliile construirii unui astfel de amplificator, dar vom discuta în schimb principiul său de funcționare. Un amplificator clasa D reproduce profilul formei de undă în tensiune de la intrare prin generarea unui semnal de ieșire dreptunghiular cu o rată de pulsație mare. *Factorul de umplere* reprezintă raportul dintre durata în care semnalul este maxim și durata în care semnalul este zero. Cu alte cuvinte, reprezintă durata de funcționare al unui dispozitiv, în general. Factorul de umplere variază odată cu amplitudinea instantanee a semnalului de intrare.

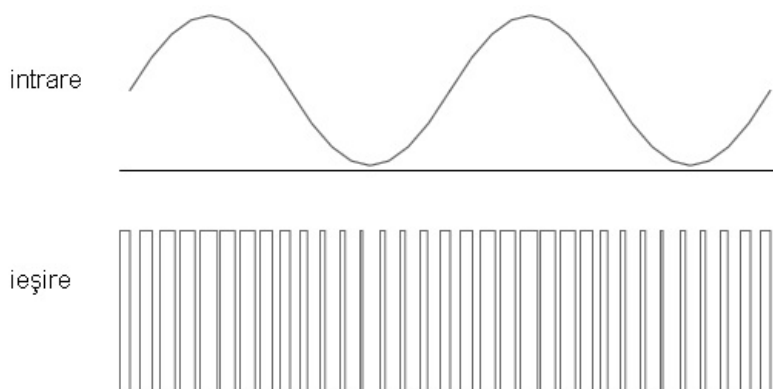


Figure 163: principiul de funcționare al amplificatorului clasă D; formele de undă de intrare și ieșire nefiltrată

Cu cât amplitudinea instantanee a semnalului de intrare este mai mare, cu atât factorul de umplere a formei de undă dreptunghiulare este mai mare. Singurul motiv pentru folosirea amplificatorului de clasă D, este evitarea funcționării tranzistorului în zona activă de funcționare; tranzistorul va fi tot timpul fie blocat fie saturat. Puterea disipată de tranzistor va fi foarte mică în acest caz. Dezavantajul metodei constă în prezența armonicilor la ieșire. Din fericire, din moment ce frecvența acestor armonici este mult mai mare decât frecvența semnalului de intrare, acestea pot fi filtrate relativ ușor cu ajutorul unui filtru trece-jos, rezultând un semnal de ieșire mult mai asemănător cu semnalul de intrare original. Amplificatoarele de clasă D sunt folosite de obicei în locurile unde este nevoie de puteri mari la frecvențe relativ joase, precum invertoarele industriale (dispozitive ce transformă curentul continuu în curent alternativ) și amplificatoarele audio de înaltă performanță.

4.9 Punctul static de funcționare al tranzistorului

O stare de *repaus* se caracterizează prin faptul că semnalul de intrare al circuitului este zero. *Curentul de repaus*, de exemplu, este valoarea curentului dintr-un circuit, atunci când tensiunea aplicată la intrare este zero. Tensiunea de polarizare directă (curent continuu) forțează un nivel diferit al curentului colector-emitor prin tranzistor pentru un semnal de intrare zero, față de cazul în care tensiunea de polarizare directă nu ar exista. Prin urmare, valoarea tensiunii de polarizare într-un circuit de amplificare, determină valorile de repaus ale acestuia.

Punctul static de funcționare al unui tranzistor reprezintă coordonatele de funcționare ale tranzistorului în zona activă de funcționare (vezi secțiunea precedentă).

Pentru un amplificator de clasa A, curentul de repaus trebuie să fie exact între valoarea sa de saturație și valoarea sa de blocare. Amplificatoarele de clasa B și C au un curent de repaus zero, din moment ce acestea sunt proiectate pentru funcționarea în zona de

blocare, atunci când nu este aplicat niciun semnal la intrare. Amplificatoarele de clasa AB, au un curent de repaus foarte mic, puțin peste zona de blocare. Pentru a ilustra grafic acest lucru, se trasează o *dreaptă de sarcină* peste curbele caracteristice ale tranzistorului, pentru ilustrarea modului de funcționare atunci când tranzistorul este conectat la o sarcină de o anumită valoare:

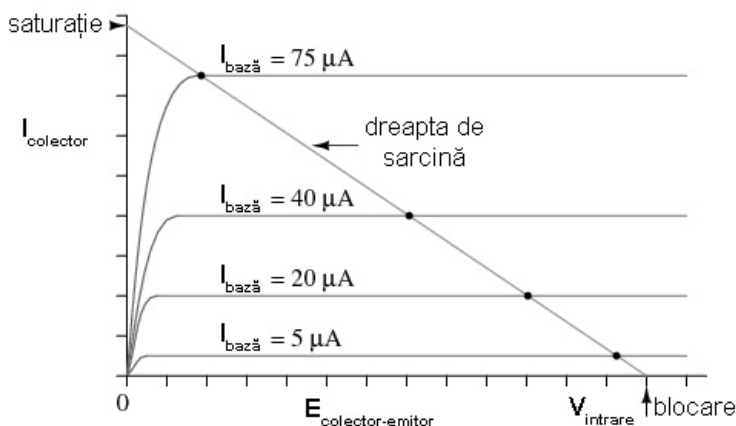


Figure 164: trasarea dreptei de sarcină pe curbele caracteristice ale tranzistorului

O dreaptă de sarcină reprezintă graficul tensiunii colector-emitor pentru un anumit domeniu al curenților de colector. În partea din dreapta jos, tensiunea este maximă și curentul este zero, reprezentând o condiție de blocare. În stânga sus, tensiunea este zero, iar curentul este maxim, reprezentând o condiție de saturație. Punctele de intersecție ale dreptei cu curbele caracteristice, reprezintă condiții de operare reale ale tranzistorului pentru acei curenți de bază.

Punctul static de funcționare poate fi reprezentat pe acest grafic printr-un singlu punct la intersecția unei curbe caracteristice cu dreapta de sarcină. Pentru un amplificator de clasa A, punctul static de funcționare se va situa pe mijlocul dreptei de sarcină.

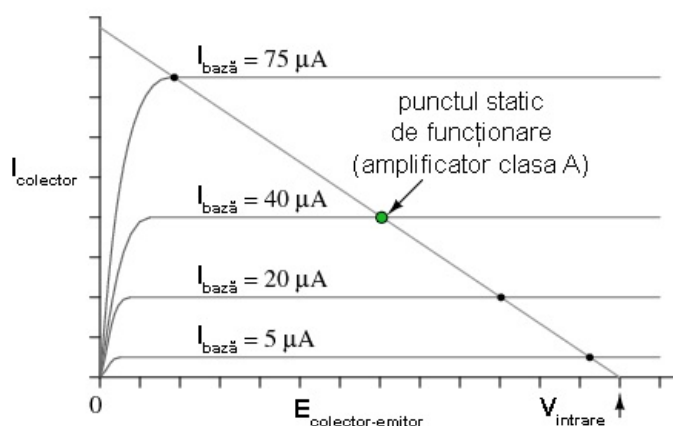


Figure 165: punctul static de funcționare al amplificatorului clasa A

În acest caz particular, punctul static de funcționare se află pe curba de 40 μA a curentului de bază. Dacă schimbăm însă rezistența sarcinii acestui circuit cu o rezistență mai mare, acest lucru va afecta panta dreptei de sarcină, întrucât o rezistență de sarcină mai mare va limita curentul maxim prin colector la saturație, dar nu va modifica tensiunea de blocare colector-emitor. Grafic, rezultatul este o dreaptă de sarcină cu un punct de saturație (stânga sus) diferit, dar cu un punct de blocare (dreapta jos) identic:

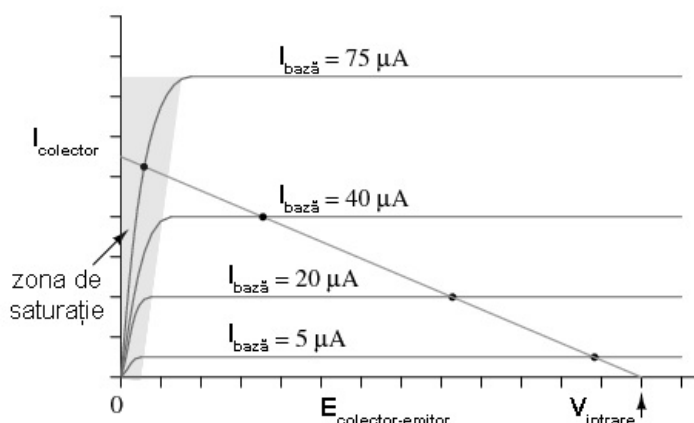


Figure 166: punctul static de funcționare al amplificatorului clasa A; modificarea pantei dreptei de sarcină prin creșterea valorii rezistenței sarcinii

Putem observa că în această situație, dreapta de sarcină *nu* mai intersectează curba caracteristică de 75 μA pe porțiunea sa orizontală. Acest lucru este foarte important de realizat, deoarece porțiunea ne-orizontală a curbei caracteristice reprezintă, după cum am mai menționat, o condiție de saturație a tranzistorului (curentul colector-emitor nu mai poate fi controlat prin intermediul curentului bazei). Prin urmare, pentru un curent al bazei de 75 μA, tranzistorul (amplificatorul) va fi saturat.

Pentru menținerea funcționării liniare (fără distorsiuni), amplificatoarele cu tranzistori nu ar trebui să funcționeze în zona de saturație, adică, acolo unde dreapta de sarcină nu intersectează curbele de sarcină pe porțiunea lor orizontală. Vom mai adăuga câteva curbe caracteristice pe grafic, pentru a putea observa până unde putem „impinge” tranzistorul prin creșterea curentului bazei fără ca acesta să intre în zona de saturație.

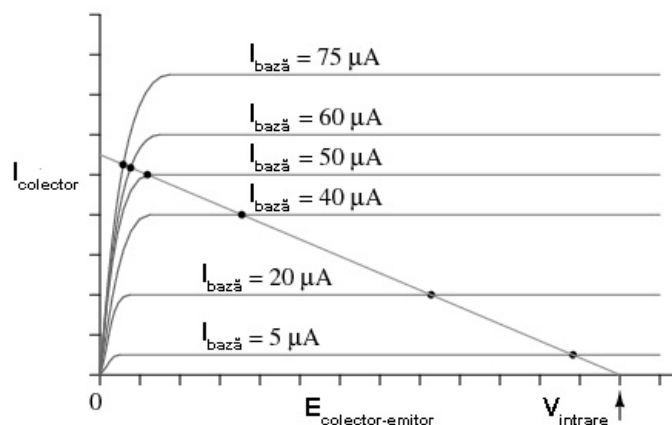


Figure 167: punctul static de funcționare al amplificatorului clasa A; adăugarea unor curbe de sarcină suplimentară pentru observarea intrării în zona de saturație

Se poate vedea de pe grafic că cel mai înalt punct de pe dreapta de sarcină ce intersectează curbele de sarcină ale tranzistorului pe porțiunea orizontală, este pentru curba de 50 μA (curentul de bază). Acest punct ar trebui considerat nivelul maxim al semnalului de intrare pentru funcționarea amplificatorului de clasă A. De asemenea, tot pentru funcționarea corectă a amplificatorului de clasă A, tensiunea de polarizare ar trebui să fie astfel încât punctul static de funcționare să se regăsească la mijlocul drumului între punctul maxim de funcționare și punctul de blocare:

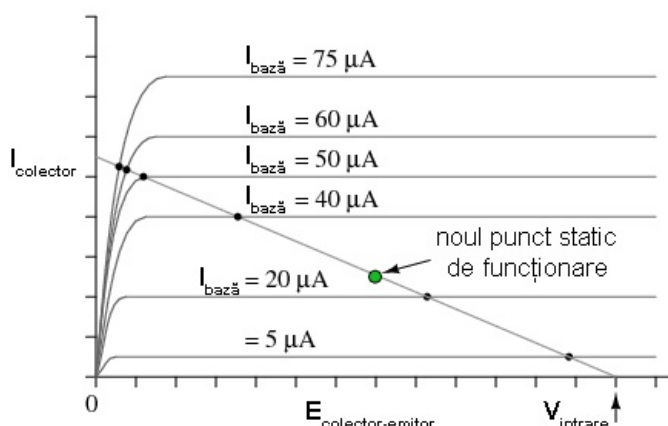


Figure 168: noul punct static de funcționare al amplificatorului clasa A;

Afel, noul punct static de funcționare, ales pe cale grafică, ne spune că, pentru funcționarea corectă a amplificatorului de clasă A, pentru sarcina în cauză, curentul bazei trebuie să aibă o valoare de aproximativ 25 μA . Cunoscând această valoare, putem determina mai apoi și tensiunea de polarizare directă în curent continuu.

4.10 Metode de polarizare ale tranzistorului

Până în acest moment, am folosit o sursă de tensiune de curent continuu (baterie) conectată în serie cu semnalul de intrare în curent alternativ pentru polarizarea tranzistorului, indiferent de clasa de funcționare din care făcea parte. În realitate, conectarea unei baterii cu o tensiune precisă la intrarea amplificatorului nu este o soluție deloc practică. Chiar dacă am putea găsi o baterie care să producă exact cantitatea de tensiune necesară pentru o anumită polarizare, acea tensiune nu poate fi menținută pe toată durata de funcționare a bateriei. Când aceasta începe să se descarce, tensiunea sa de ieșire scade, iar amplificatorul se va îndrepta spre clasa de funcționare B.

Să (re)-considerăm acest circuit, de exemplu:

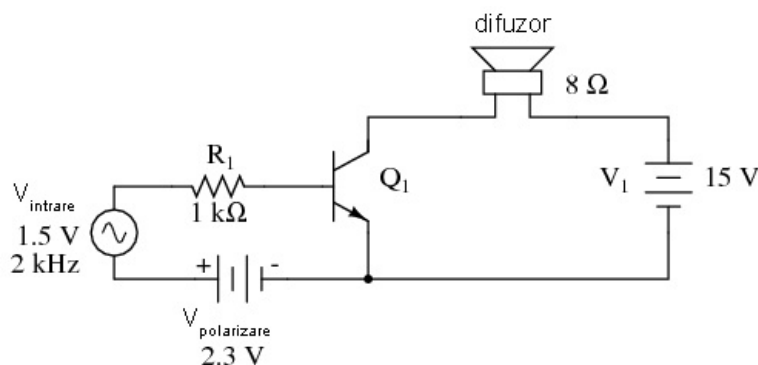


Figure 169: utilizarea unei baterii conectate în serie cu sursa de semnal în curent alternativ pentru polarizarea tranzistorului

Includerea unei baterii cu o tensiune de polarizare ($V_{\text{polarizare}}$) într-un circuit de amplificare, nu este practică în realitate. O metodă mult mai practică pentru obținerea tensiunii de polarizare este folosirea unei rețele divizoare de tensiune conectată la bateria de 15 V, baterie care oricum este necesară pentru funcționarea amplificatorului. Circuitele divizoare de tensiune sunt și ele ușor de proiectat și construit, prin urmare, să vedem cum arată o astfel de configurație:

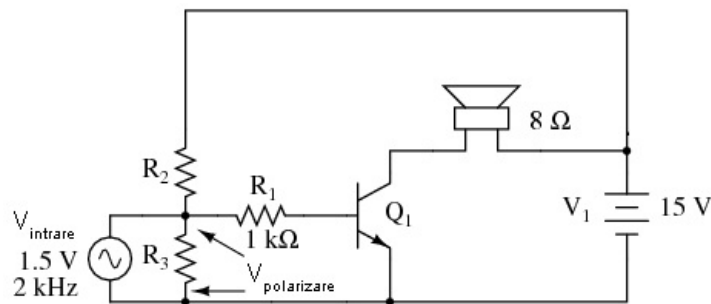


Figure 170: folosirea unui circuit divizor de tensiune pentru polarizarea tranzistorului

Dacă alegem o pereche de rezistori R_2 și R_3 a căror rezistențe să producă o tensiune de 2.3 V pe rezistorul R_3 dintr-o tensiune totală disponibilă de 15 V ($R_2 = 8.644 \Omega$, $R_3 = 1.533 \Omega$, de exemplu), vom obține o tensiune de polarizare în curent continuu de 2.3 V între baza și emitorul tranzistorului, atunci când nu există semnal de intrare. Singura problemă este că, această configurație conectează sursa de semnal de curent alternativ direct în paralel cu rezistorul R_3 al divizorului de tensiune. Acest lucru nu este acceptabil, deoarece sursa de curent alternativ va „învinge” tensiunea de curent continuu de la bornele rezistorului R_3 . Componentele conectate în paralel *trebuie* să aibă același tip de tensiune la bornele lor; prin urmare, dacă o sursă de curent alternativ este conectată direct la bornele unui rezistor dintr-un divizor de tensiune de curent continuu, sursa de curent alternativ va „învinge” tot timpul, prin urmare, nu va exista nicio componentă de curent continuu în forma de undă a semnalului.

O modalitate prin care această configurație poate funcționa, deși este posibil să nu fie evident *de ce*, este prin conectarea unui *condensator de cuplaj* între sursa de curent alternativ și divizorul de tensiune, astfel:

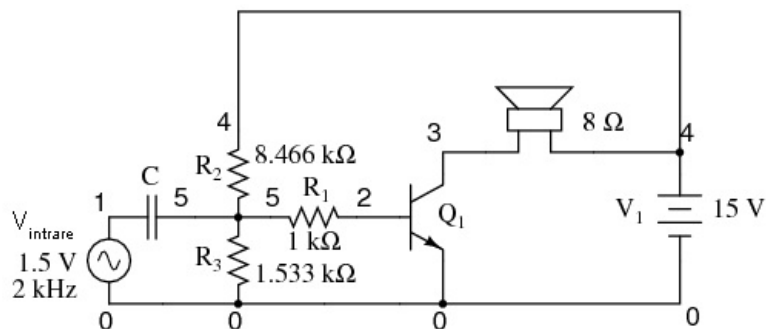


Figure 171: conectarea unui condensator de cuplaj între sursa de semnal de curent alternativ și circuitul divizor de tensiune pentru polarizarea tranzistorului

Condensatorul formează un filtru trece-sus între sursa de tensiune în curent alternativ și divizorul de tensiune în curent continuu; întregul semnal (aproximativ) de curent alternativ va trece înspre tranzistor, iar tensiunea de curent continuu nu va putea ajunge la sursa de semnal. Acest lucru este mult mai clar dacă ne folosim de teorema superpoziției, conform căreia, orice circuit liniar poate fi analizat considerând că doar o singură sursă de alimentare funcționează în același timp în circuit. Rezultatul/efectul final poate fi aflat prin însumarea algebrică a efectelor tuturor surselor de putere luate individual. Dacă am separa condensatorul și divizorul de tensiune R_2 - R_3 de restul amplificatorului, am înțelege mai bine cum funcționează această superpoziție între curentul continuu și cel alternativ.

Dacă luăm în considerare doar sursa de semnal de curent alternativ, și un condensator cu o impedanță arbitrară mică la frecvența semnalului, majoritatea semnalului de curent alternativ se va regăsi pe rezistorul R_3 . Datorită impedanței foarte mici a condensatorului de cuplaj la frecvența de semnal, acesta se comportă precum un scurt-circuit (fir simplu), prin urmare, poate fi omis din figura de mai jos:

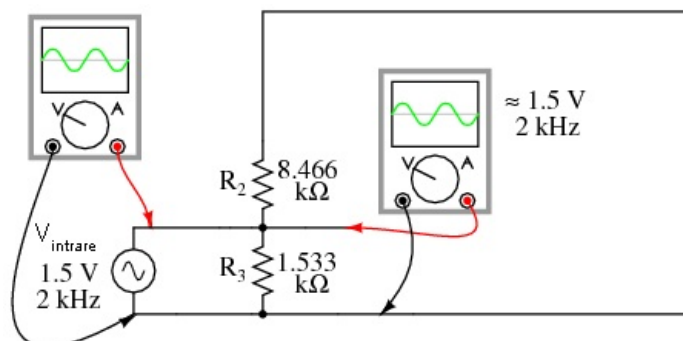


Figure 172: aplicarea teoremei superpoziției; studierea circuitului de intrare al amplificatorului atunci când doar sursa de semnal de curent alternativ este conectată în circuit

Dacă ar fi să conectăm doar sursa de tensiune de curent continuu (bateria de 15 V), condensatorul se va comporta precum un circuit deschis, prin urmare nici acesta și nici sursa de semnal de curent alternativ nu vor avea niciun efect asupra modului de funcționare al divizorului de tensiune R_2 - R_3 :

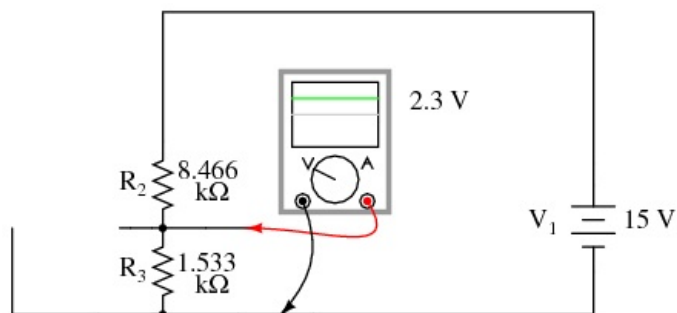


Figure 173: aplicarea teoremei superpoziției; studierea circuitului de intrare al amplificatorului atunci când doar sursa de tensiune de curent continuu (bateria de 15 V) este conectată în circuit

Folosind teorema superpoziției, și combinând cele două analize separate ale circuitului, obținem o tensiune (de superpoziție) de aproximativ 1.5 V curent alternativ și 2.3 V curent continuu, tensiuni ce vor fi aplicate la intrarea tranzistorului. Observați în circuitul considerat mai jos, că tranzistorul *nu* a fost conectat:

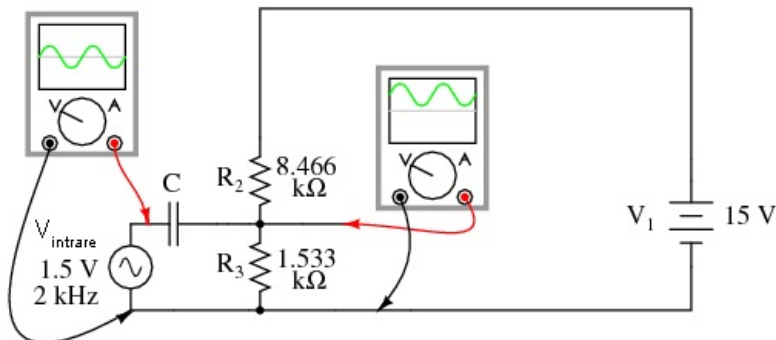


Figure 174: aplicarea teoremei superpoziției; efectele combinate ale celor două surse de tensiune

Folosind un condensator de 100 μF , putem obține o impedanță de 0.8 Ω la frecvența de 2.000 Hz:

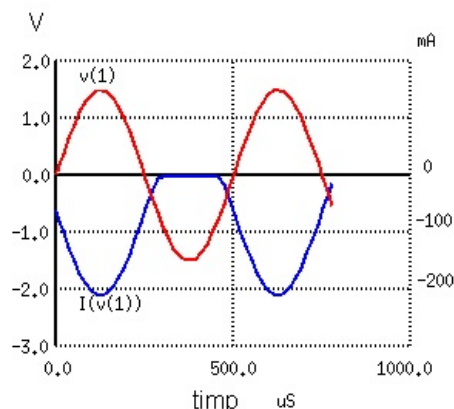


Figure 175: aplicarea teoremei superpoziției; efectele combinate ale celor două surse de tensiune

Putem observa că acest circuit distorsionează puternic forma undei curentului de ieșire (albastru). Unda sinusoidală este tăiată pe majoritatea semi-alternanței negative a semnalului de tensiune de intrare (roșu). Acest lucru ne spune că tranzistorul intră în starea de blocare, deși nu ar trebui. De ce se întâmplă acest lucru? Această nouă metodă de polarizare ar trebui să genereze o tensiune de polarizare în curent continuu de 2.3 V.

Dacă în circuit avem doar condensatorul și divizorul de tensiune format din R_2 - R_3 , acesta va furniza o tensiune de polarizare de exact 2.3 V. Totuși, după ce conectăm tranzistorul la acest circuit, lucrurile se schimbă. Curentul existent prin baza tranzistorului se va aduna la curentul deja existent prin divizor și va reduce tensiunea de polarizare disponibilă pentru tranzistor. Folosind modelul diodă-sursă-de-curent al tranzistorului, problema polarizării devine mai clară:

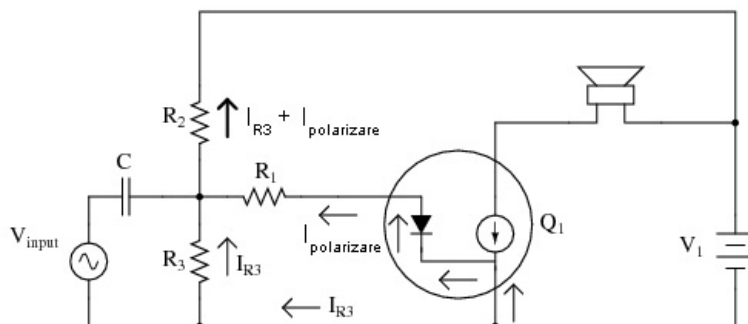


Figure 176: conectarea tranzistorului la rețeaua formată din condensator și divizorul de tensiune; analiza circuitului folosind modelul diodă-sursă-de-curent al tranzistorului

Ieșirea unui divizor de tensiune depinde nu doar de mărimea rezistorilor săi componenți, ci și de cantitatea de curent „divizată” de

aceasta spre o sarcină. Joncțiunea P-N a tranzistorului reprezintă o sarcină datorită căreia tensiunea de curent continuu la bornele rezistorului R_3 scade; curentul de polarizare se însumează cu cel de pe rezistorul R_3 , modificând raportul rezistențelor calculat înainte, când am luat în considerare doar cei doi rezistori, R_2 și R_3 . Pentru obținerea unei tensiuni de polarizare de 2.3 V, valorile rezistorilor R_2 și/sau R_3 trebuie ajustate pentru compensarea efectului curentului de bază. Pentru creșterea tensiunii de polarizare de pe R_3 , putem scădea valoarea lui R_2 , crește valoarea lui R_3 , sau ambele.

Folosind noi valori pentru cei doi rezistori ($R_2 = 6 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 4 \text{ k}\Omega$), graficul formelor de undă corespunde unui amplificator de clasă A, exact ceea ce urmăream:

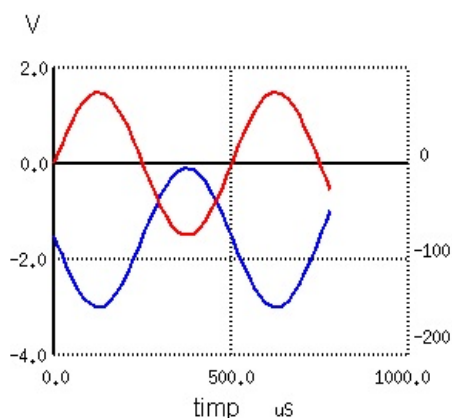


Figure 177: modificarea rezistorilor duce la obținerea unui semnal de curent de ieșire nedistorsionat, semnal tipic pentru un amplificator de clasă A

4.11 Cuplaj de intrare și cuplaj de ieșire

4.11.1 Cuplaj de intrare

1. Cuplaj capacitiv

Pentru a rezolva problemele de polarizare în curent continuu ale amplificatorului, fără utilizarea unei baterii conectată în serie cu sursa de semnal de curent alternativ, am folosit un divizor de tensiune conectat la sursa de tensiune de curent continuu deja existentă în circuit. Pentru a putea folosi această configurație cu semnale de curent alternativ, am „cuplat” semnalul de intrare la divizor printr-un condensator (cuplaj capacitiv), condensator ce s-a comportat precum un filtru trece-sus. Folosind acest filtru, impedanța foarte scăzută a sursei de semnal de curent alternativ nu a putut scurt-circuite căderea de tensiune de curent continuu de pe rezistorul de jos al divizorului de tensiune. O soluție simplă la prima vedere, dar care prezintă și dezavantaje.

Cea mai evidentă problemă este că, amplificatorul poate acum să amplifice doar semnale de curent alternativ. O tensiune constantă de curent continuu, aplicată la intrare, va fi blocată de către condensatorul de cuplaj. Mai mult, din moment ce reactanța condensatorului este dependentă de frecvență, semnalele de curent alternativ de frecvențe joase nu vor fi amplificate la fel de mult precum semnalele de frecvențe înalte. Semnalele ne-sinusoidale vor fi distorsionate, din moment ce condensatorul va răspunde diferit la fiecare dintre armonicele sale constituente. Un exemplu extrem ar fi un semnal dreptunghiular de frecvență joasă:

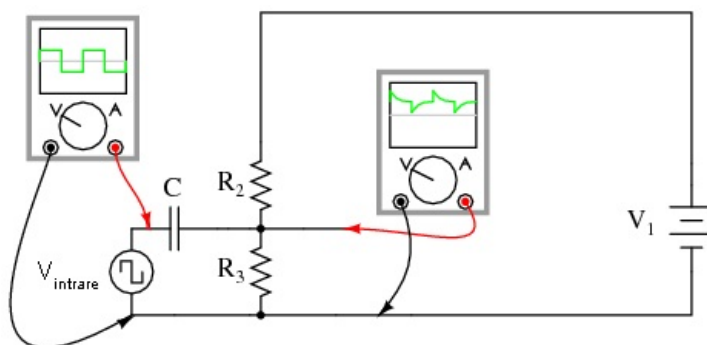


Figure 178: un semnal de intrare dreptunghiular, de frecvență joasă, conectat la intrarea unui amplificator folosind un condensator de cuplaj la intrare, este puternic distorsionat la ieșire

2. Cuplaj direct

În situațiile în care problemele ridicate de cuplajul capacitiv nu pot fi tolerate, se poate folosi un *cuplaj direct*. Cuplajul direct folosește rezistori în locul condensatorilor.

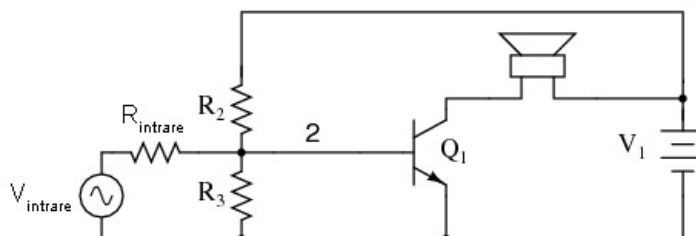


Figure 179: folosirea cuplajului direct la intrarea tranzistorului/amplificatorului

Această configurație nu este dependentă de frecvență, fiindcă nu avem niciun condensator pentru filtrarea semnalului de intrare.

Dacă un cuplaj direct amplifică atât semnale de curent continuu cât și semnale de curent alternativ, de ce să folosim cuplaje capacitive în primul rând? Unul dintre motive ar fi evitarea tensiunii naturale de polarizare în curent continuu prezentă în semnalul de amplificat. Unele semnale de curent alternativ conțin și o componentă de curent continuu direct de la sursă, ce nu poate fi controlată, iar această tensiune necontrolată înseamnă că polarizarea tranzistorului este imposibilă.

Un alt motiv pentru utilizarea unui cuplaj capacitiv este lipsa atenuării semnalului de la intrare. În cazul cuplajului direct printr-un rezistor, atenuarea semnalului de intrare, astfel că doar o parte din acesta mai ajunge la baza tranzistorului, este un dezavantaj demn de luat în considerare. Unele aplicații necesită atenuarea semnalului de intrare într-o oarecare măsură, pentru prevenirea intrării tranzistorului în zona de saturație sau de blocare, astfel că o atenuare existentă pe cuplajul de intrare este oricum folositoare. În alte situații însă, *nu* este permisă atenuarea semnalului de intrare sub nicio formă, pentru obținerea unei amplificări în tensiunea cât mai bune; în acest caz, un cuplaj direct nu este o soluție foarte bună.

4.11.2 Cuplaj de ieșire

În circuitul din exemplu, sarcina este reprezentată de un difuzor. Majoritatea difuzoarelor sunt electromagnetice: acestea folosesc forța generată de un electromagnet ușor, suspendat într-un câmp magnetic permanent, pentru deplasarea unui con de plastic sau hârtie, deplasare ce produce vibrații în aer, care mai apoi sunt interpretate de sistemul auditiv ca fiind sunete. Aplicând o tensiune de o singură polaritate, conul se deplasează spre exterior; dacă inversăm polaritatea tensiunii, conul se deplasează spre interior. Pentru a putea utiliza întreaga libertate de mișcare a conului, difuzorul trebuie să primească o tensiune de curent alternativ pură (să nu conțină curent continuu). O componentă de curent continuu va tinde să deplaseze permanent conul de la poziția sa naturală din centru, iar deplasarea sa înainte-înapoi va fi limitată la aplicarea unei tensiuni de curent alternativ ca urmare a acestui fapt. Dar în circuitul nostru de mai sus, tensiunea aplicată la bornele difuzorului este de o singură polaritate (tensiune alternativă + componentă de curent continuu), deoarece difuzorul este conectat în serie cu tranzistorul, iar tranzistorul nu poate conduce curent decât într-o singură direcție. Acest lucru nu este acceptabil pentru niciun amplificator audio.

1. Transformator de cuplaj

Prin urmare, trebuie să izolăm difuzorul față de componenta de curent continuu a curentului de colector, astfel încât acesta să primească doar tensiune de curent alternativ. O modalitate de realizare a acestui lucru, este cuplarea circuitului de colector al tranzistorului la difuzor prin intermediul unui transformator:

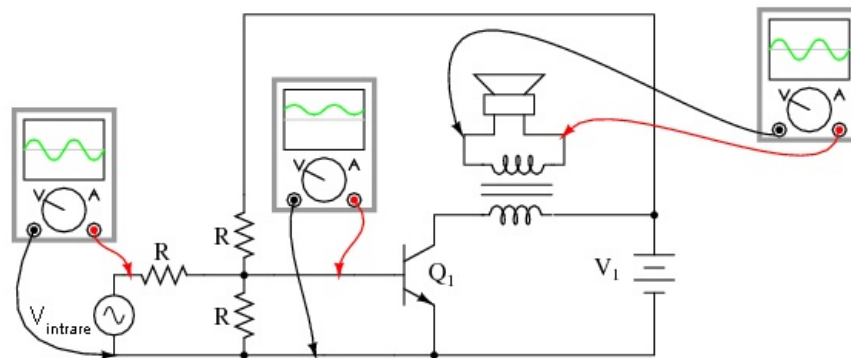


Figure 180: conectarea colectorului tranzistorului la difuzor prin intermediul unui condensator de cuplaj

Tensiunea indusă în secundarul transformatorului (legat la difuzor) se va datora strict *variațiilor* curentului de colector, datorita faptului că inductanța mutuală a unui transformator funcționează doar la *variațiile* curentului prin înfășurare. CU alte cuvinte, doar componenta de curent alternativ al curentului de colector va fi cuplată la secundar pentru alimentarea difuzorului. Această metodă funcționează foarte bine, dar, transformatoarele sunt de obicei mari și grele, mai ales în aplicațiile de putere mare. De asemenea, este dificil de proiectat un transformator care să fie folosit într-o plajă largă de frecvențe, ceea ce este și cazul amplificatoarelor audio. Mai rău decât atât, curentul continuu prin înfășurarea primară duce la magnetizarea miezului doar într-o singură polaritate, ceea ce înseamnă că transformatorul se va satura mult mai ușor într-una dintr-e polaritățile semnalului de curent alternativ decât în cealaltă.

2. Cuplaj capacitiv

O altă metodă de izolare a componentei de curent continuu din semnalul de ieșire, este utilizarea unui condensator de cuplaj pe ieșire, într-o manieră similară cuplajului capacitiv de intrare:

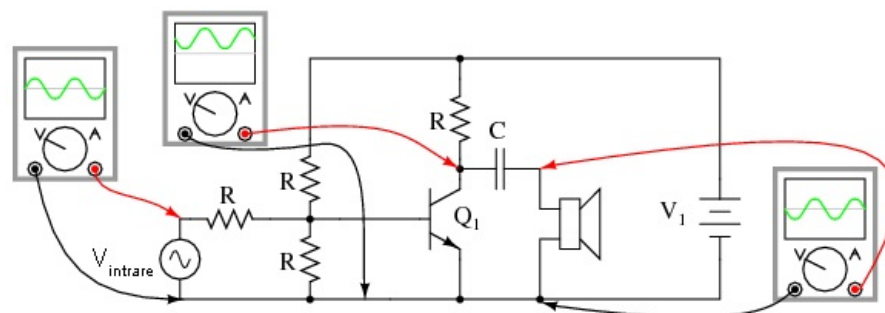


Figure 181: folosirea cuplajului capacitiv la ieșirea amplificatorului pentru eliminarea componentei de curent continuu pe sarcină

Circuitul de mai sus seamănă foarte bine cu un amplificator în conexiune emitor comun, având colectorul tranzistorului conectat la baterie printr-un rezistor. Condensatorul se comportă precum un filtru trece-sus; majoritatea semnalului de curent alternativ se va regăsi pe difuzor, dar tensiunea de curent continuu va fi blocată de către filtru. Din nou, valoarea acestui condensator de cuplaj este aleasă astfel încât impedanța la frecvența semnalului să fie cât mai mică.

4.11.3 Conectarea etajelor

Blocarea tensiunii de c.c. de la ieșirea unui amplificator, fie prin utilizarea unui transformator sau a unui condensator, este folosită nu doar în cazul conectării unui amplificator la o sarcină, ci și la cuplarea unui amplificator la un alt amplificator. Amplificatoarele cu mai multe etaje sunt folosite adesea pentru obținerea unor factori de amplificare mult mai mari decât este posibil utilizând un singur tranzistor.

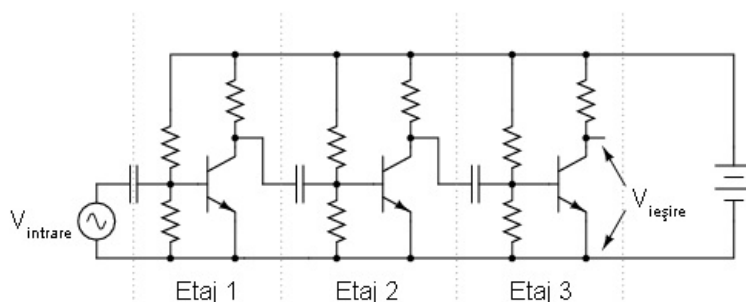


Figure 182: amplificator cu trei etaje în configurație emitor comun, conectate prin condensatori de cuplaj

Deși fiecare etaj se poate cupla direct cu următorul, prin intermediul unui rezistor în loc de condensator, acest lucru face ca întreg amplificatorul să fie *foarte* sensibil la variațiile tensiunii de polarizare în c.c., datorită faptului că această tensiune va fi amplificată în fiecare etaj odată cu semnalul de c.a. Dar, dacă etajele sunt cuplate capacitiv între ele, tensiunea de c.c. al unui etaj nu influențează tensiunea de polarizare al următorului etaj, deoarece trecerea acestuia este blocată. De asemenea, etajele pot fi cuplate prin intermediul transformatoarelor, dar acest lucru nu se realizează prea des în practică, datorită problemelor menționate mai sus. O excepție o reprezintă amplificatoarele de radio-frecvență, unde se utilizează transformatoare de cuplaj mici, cu miez de aer (fiind astfel imuni la efectele de saturație), ce fac parte dintr-un circuit rezonant pentru blocarea trecerii armonicilor de frecvențe nedorite dintr-un etaj la celălalt. Circuitele rezonante se folosesc doar atunci când frecvența semnalului rămâne constantă, ceea ce este valabil în cazul circuitelor de radio frecvență.

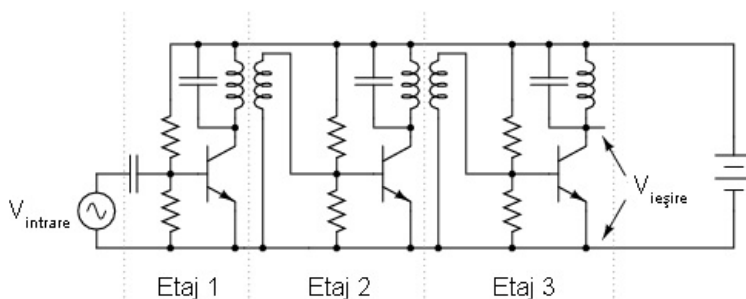


Figure 183: amplificator de radio-frecvență; ilustrarea folosirii cuplajului cu transformator

Trebuie menționat că *este* posibilă cuplarea directă a amplificatoarelor. În cazurile în care circuitul trebuie să amplifice și semnale de c.c., aceasta este singura alternativă.

4.12 Amplificatoare cu reacție

Dacă un anumit procent din semnalul de ieșire al amplificatorului este conectat la intrarea acestuia, astfel încât amplificatorul amplifică o parte din propriul său semnal de ieșire, rezultatul va fi un *amplificator cu reacție*. Prin *reacție pozitivă* se înțelege creșterea amplitudinii semnalului de intrare, iar o *reacție negativă* duce la scăderea semnalului de intrare.

4.12.1 Amplificator cu reacție negativă

Un amplificator echipat cu reacție negativă este mai stabil, distorsionează mai puțin semnalul de intrare și, în general, este capabil de amplificarea unor frecvențe mai largi. Dezavantajul este un factor de amplificare mai scăzut.

Să examinăm un amplificator simplu, inițial fără reacție:

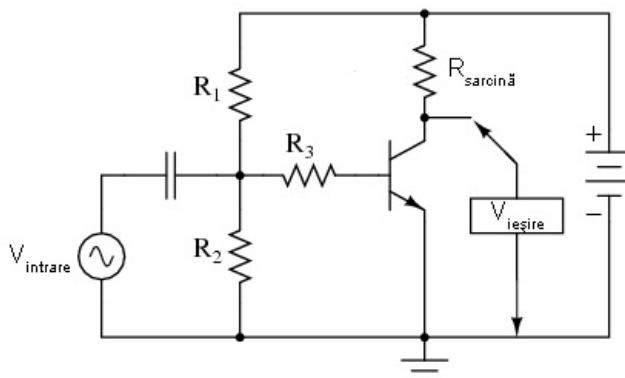


Figure 184: amplificator emitor comun, fără reacție

Configurația amplificatorului de mai sus este emitor comun, cu o rețea de polarizare formată din divizorul de tensiune R_1 - R_2 . Condensatorul cuplează semnalul de intrare în c.a., astfel încât sursa de semnal să nu conțină o componentă de c.c. datorită divizorului de tensiune R_1 - R_2 . Rolul rezistorului R_3 este de a controla amplificarea în tensiune, și l-am putea îndepărta pentru o amplificare în tensiune maximă.

La fel ca în cazul tuturor amplificatoarelor emitor comun, și acesta *inversează* semnalul de intrare. Putem vedea mai jos formulele de

undă ale tensiunilor de intrare și ieșire:

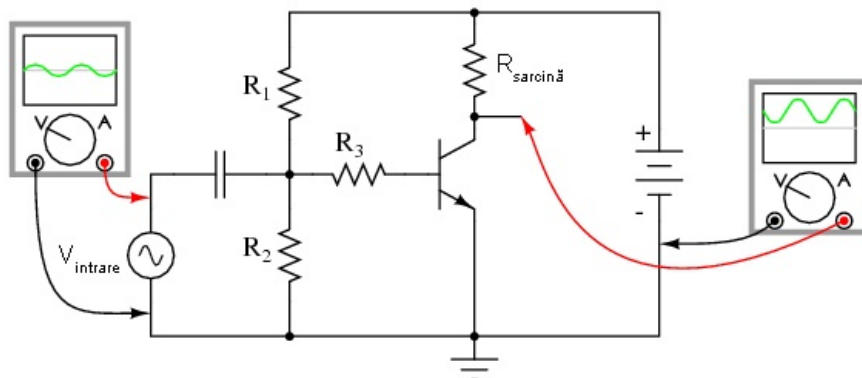


Figure 185: amplificator emitor comun, fără reacție; observarea formelor de undă de la intrare și ieșire

1. Reacția negativă între colector și bază

Datorită faptului că semnalul de ieșire este inversat (defazat cu 180° (antifază)), orice conexiune între ieșirea (colector) și intrarea (bază) tranzistorului va duce la apariția unei reacții negative:

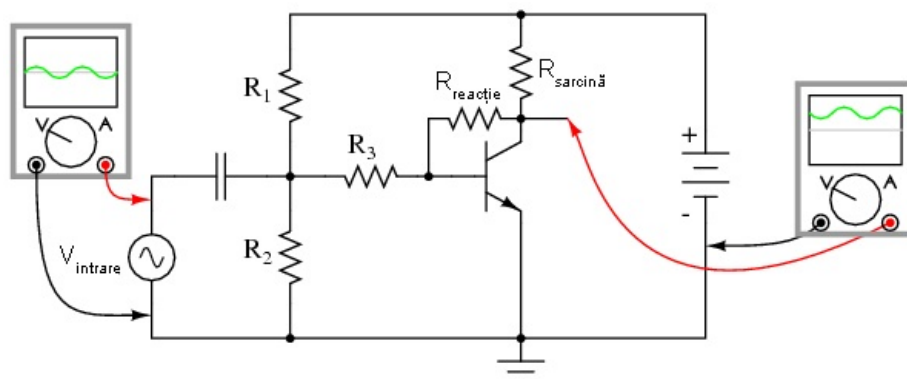


Figure 186: introducerea reacției negative pe colector duce la descreșterea semnalului de ieșire

Rezistențele R_1 , R_2 , R_3 , și $R_{reacție}$ funcționează împreună precum o rețea de semnale, astfel că tensiunea de la baza tranzistorului (față de pământ) reprezintă o medie a tensiunii de intrare și a tensiunii de reacție negativă, rezultând un semnal de o amplitudine redusă la intrarea amplificatorului. Astfel, amplificatorul de mai sus, va avea un factor de amplificare mai redus, dar o liniaritate îmbunătățită (reducerea distorsiunilor) și o bandă de frecvențe mărită.

2. Reacția negativă între emitor și împământarea circuitului

Aceasta nu este însă singura modalitate de introducere a reacției negative într-un amplificator emitor comun. O altă metodă, deși mai greu de înțeles la început, constă în introducerea unui rezistor între terminalul emitorului și împământarea circuitului:

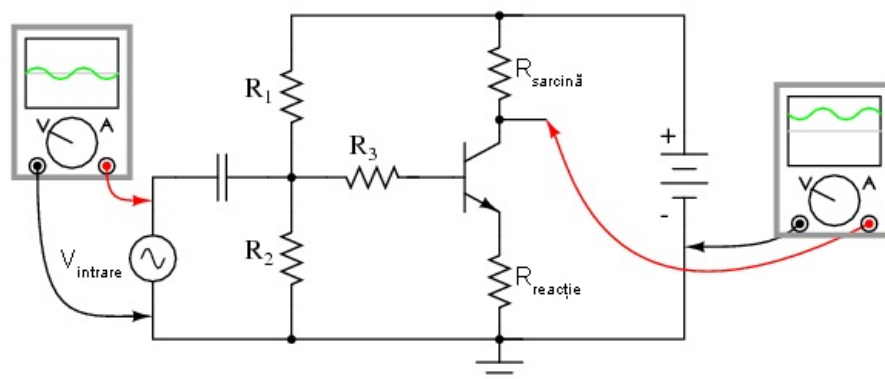


Figure 187: introducerea reacției negative pe emitor în configurația amplificatorului emitor comun

În acest caz, căderea de tensiune pe rezistorul de reacție va fi direct proporțională cu valoarea curentului prin emitorul tranzistorului, opunându-se în acest fel influenței semnalului de intrare asupra joncțiunii bază-emitor a tranzistorului. Să ne uităm mai atent la joncțiunea emitor-bază pentru a ne da seama de efectele introducerii acestui rezistor în circuit:

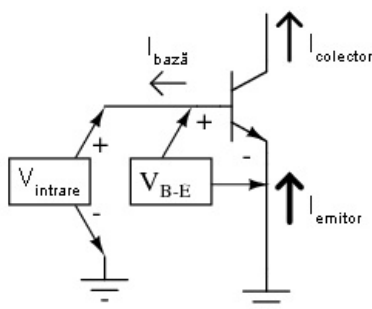


Figure 188: amplificator emitor comun fără reacție

Atunci când nu avem rezistorul de reacție în circuit ($R_{\text{reacție}}$), tensiunea de intrare (V_{intrare}) ce trece de condensatorul de cuplaj și de rețeaua formată din rezistorii $R_1/R_2/R_3$, se va regăsi în totalitate pe joncțiunea bază-emitor a tranzistorului sub forma tensiunii de intrare (V_{B-E}). Cu alte cuvinte, fără $R_{\text{reacție}}$, $V_{B-E} = V_{\text{intrare}}$. Prin urmare, dacă V_{intrare} crește cu 100 mV, atunci și V_{B-E} crește cu 100 mV: variația uneia este egală cu variația celeilalte, din moment ce ambele tensiunii sunt egale. Să examinăm acum efectele introducerii rezistorului $R_{\text{reacție}}$ între emitor și împământare:

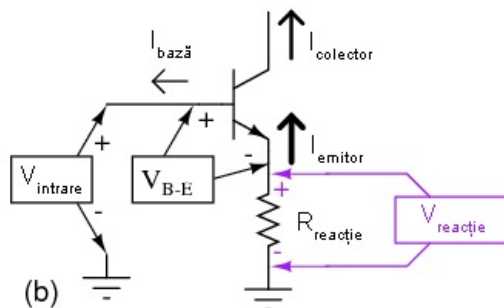


Figure 189: amplificator emitor comun cu reacție între emitor și împământare

De data aceasta, $V_{\text{reacție}} + V_{B-E} = V_{\text{intrare}}$. Odată cu introducerea rezistenței de reacție în bucla (V_{intrare} , V_{B-E}), V_{B-E} nu va mai fi egală cu V_{intrare} . Știm faptul că rezistorul $R_{\text{reacție}}$ va avea o cădere de tensiune la bornele sale proporțională cu valoarea curentului prin emitor, valoare ce este controlată de curentul de bază, curent ce este la rândul lui controlat de căderea de tensiune pe joncțiunea bază-emitor (V_{B-E}) a tranzistorului. Astfel, dacă tensiunea de intrare crește, acest lucru va duce la creșterea lui V_{B-E} , ce duce la creșterea curentului bazei, ce duce la creșterea curentului prin colector (sarcină), ce cauzează creșterea curentului prin emitor, care la rândul lui va determina creșterea căderii de tensiune pe rezistorul de reacție $R_{\text{reacție}}$. Dar această creștere a căderii de tensiune pe $R_{\text{reacție}}$ se scade din tensiunea de intrare (V_{intrare}), lucru ce duce la reducerea căderii de tensiune între bază și emitor (V_{B-E}); creșterea reală a lui V_{B-E} va fi de fapt mai mică decât creșterea lui V_{intrare} . O creștere de 100 mV a tensiunii de intrare nu va mai duce la o creștere de 100 mV a tensiunii de polarizare bază-emitor, întrucât cele două tensiuni *nu* sunt egale între ele.

Ca urmare, tensiunea de intrare exercită un control mai redus asupra tranzistorului față de cazurile precedente, iar amplificarea în tensiune este și ea redusă ca urmare a introducerii rezistorului de reacție.

4.12.2 Deriva termică

În circuitele emitor comun practice, reacția negativă nu este doar un lux, ci o necesitate pentru funcționarea stabilă a circuitului. Într-o lume perfectă, am putea construi și utiliza un amplificator emitor comun fără reacție negativă, iar acest lucru ne-ar furniza o amplificare mare în tensiune. Din păcate însă, relația dintre tensiunea bază-emitor și curentul bază-emitor variază cu temperatura, acest lucru fiind descris de „ecuația diodei”. Pe măsură ce tranzistorul se încălzește, căderea de tensiune pe joncțiunea bază-emitor necesară pentru aceeași valoare a curentului va fi tot mai mică. Acest lucru nu este de dorit, întrucât divizorul de tensiune R_1-R_2 este proiectat să furnizeze curentul corect pentru funcționarea tranzistorului la punctul static de funcționare. Dacă relația curent/tensiune a tranzistorului variază cu temperatură, valoarea tensiunii de polarizare în c.c. necesară pentru operarea tranzistorului în clasa dorită, se va modifica. Un tranzistor încălzit va conduce un curent și mai mare pentru aceeași valoare a tensiunii de polarizare, ducând la o încălzire și mai mare a acestuia și la un curent și mai mare de polarizare. Efectul este cunoscut sub numele de *derivă termică*.

Amplificatoarele colector comun nu sunt afectate de deriva termică. De ce? Răspunsul este strâns legat de reacția negativă:

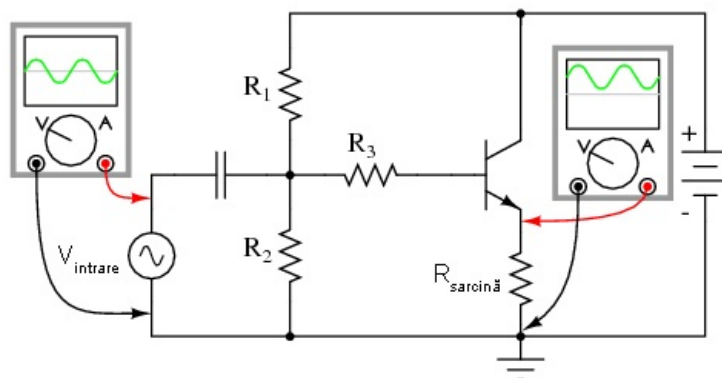


Figure 190: amplificator colector comun (repetor pe emitor) fără reacție

Putem observa că sarcina amplificatorului colector comun este conectată în exact același loc în care am introdus $R_{\text{reacție}}$ în circuitul precedent, și anume, între emitor și împământare. Acest lucru înseamnă că singura cădere de tensiune pe joncțiunea bază-emitor este reprezentată de *diferența* dintre V_{intrare} și $V_{\text{ieșire}}$, rezultatul fiind o amplificare în tensiune foarte mică (de obicei aproape de 1). Apariția derivei termice este imposibilă pentru acest tip de amplificator: în cazul în care curentul bazei ar crește datorită încălzirii tranzistorului, curentul emitorului va crește și el, rezultând o cădere de tensiune mai mare pe sarcină, cădere de tensiune ce se *scade* din tensiunea de intrare (V_{intrare}); acest lucru duce la descreșterea căderii de tensiune între bază și emitor.

4.12.3 Dependența amplificării în tensiunea de factorul beta este redusă cu

ajutorul reacției negative

Prin adăugarea unui rezistor de reacție între emitor și împământare în cazul unui amplificator emitor comun, amplificatorul se va comporta mai puțin precum un amplificator emitor comun „pur” și puțin mai mult precum un amplificator colector comun. Valoarea acestui rezistor de reacție este în general mult mai mică decât valoarea sarcinii, minimizând cantitatea de reacție negativă și menținând amplificarea în tensiune destul de ridicată.

Un alt beneficiu al reacției negative constă în faptul că scade dependența amplificării în tensiune față de caracteristicile

tranzistorului. Observați că în cazul amplificatorului colector comun, amplificarea în tensiune este aproximativ egală cu 1, indiferent de factorul beta (β) al amplificatorului. Acest lucru înseamnă, printre altele, că putem schimba tranzistorul din configurație colector comun cu un alt tranzistor al cărui factor beta este diferit, fără a vedea modificări semnificative față de amplificarea tensiunii. Într-un amplificator emitor comun, amplificarea în tensiune depinde foarte mult de β . Dacă ar fi să înlocuim un tranzistor dintr-o configurație emitor comun, cu un tranzistor al cărui β este diferit, amplificarea în tensiune ar suferi modificări substanțiale. Într-un amplificator emitor comun cu reacție negativă, amplificarea în tensiune va fi de asemenea dependentă de factorul beta într-o oarecare măsură, dar nu într-o asemenea măsură precum fără reacție; circuitul va fi în acest caz mult mai previzibil, în ciuda variațiilor factorului β al tranzistorilor folosiți.

4.12.4 Condensatorul de decuplare

Faptul că trebuie să introducem o reacție negativă într-un amplificator emitor comun pentru evitarea derivei termice nu este o soluție satisfăcătoare. Putem evita deriva termică fără a fi nevoiți să suprimăm factorul de amplificare în tensiune ridicat al acestui tip de amplificator? Putem găsi o soluție dacă analizăm îndeaproape această problemă: tensiunea amplificată care trebuie minimizată pentru evitarea derivei termice, este cea de c.c., nu cea de c.a. Nu semnalul de intrare în c.a. este cel care duce la apariția derivei termice, ci tensiunea de polarizare în c.c., tensiune necesară pentru o anumită clasă de funcționare; este aceea tensiune de c.c. folosită pentru a „păcăli” tranzistorul (un dispozitiv de c.c.) să amplifice și semnale de c.a. Putem suprima amplificarea în c.c. fără ca acest lucru să afecteze amplificarea în c.a., dacă putem găsi o cale prin care reacția negativă să funcționeze doar în c.c. Cu alte cuvinte, dacă semnalul reintrodus de la ieșire la intrare este un semnal de c.c., nu de c.a. Dacă vrem ca reacția negativă să conțină doar semnale de c.c., dar nu și semnale de c.a., avem nevoie de o impedanță mare pentru c.c. dar mică pentru c.a. Ce tip de circuit prezintă o impedanță mare la c.c. dar o impedanță mică la c.a.? Desigur, un filtru trece-sus!

Prin conectarea unui condensator în paralel cu rezistorul de reacție, putem crea exact situația de care avem nevoie: o cale dinspre emitor spre împământare ce este mai ușor de parcurs pentru semnalele de c.a. decât cele de c.c.

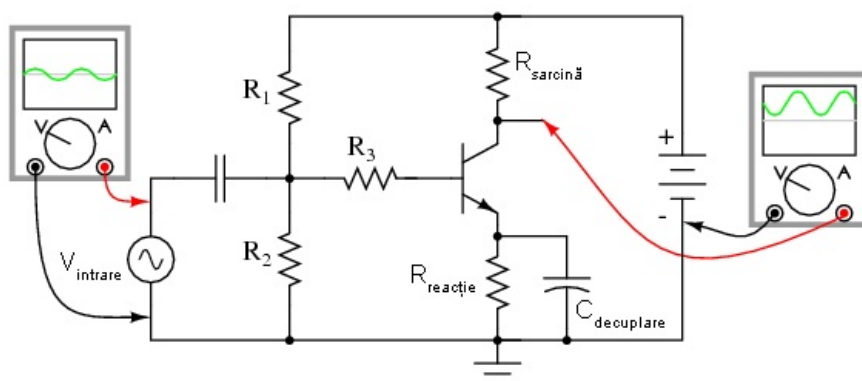


Figure 191: amplificator emitor comun cu reacție negativă pe emitor și condensator de decuplare al emitorului

Noul condensator decuplează semnalele de c.a. dinspre emitor spre împământare, astfel încât să nu existe o cădere de tensiune apreciabilă (impedanță mică, cădere de tensiune mică) între emitor și împământare, tensiunea care ar putea duce la suprimarea amplificării în tensiune a circuitului. Curentul continuu, pe de altă parte, nu poate trece prin condensatorul de decuplare (impedanță mare în c.c.) și trebuie să treacă prin rezistorul de reacție; acest lucru duce la apariția unei căderi de tensiune între emitor și împământare ce afectează amplificarea în tensiune a circuitului și stabilizează răspunsul amplificatorului în c.c. prevenind astfel deriva termică. Deoarece vrem ca reactanța (X_C) acestui condensator să fie cât mai mică posibilă, acesta ar trebui să fie cât mai mare. Deoarece polaritatea acestui condensator nu se va modifica niciodată, putem folosi un condensator polarizat (electrolitic) în această situație.

4.12.5 Folosirea amplificatoarelor etajate pentru reducerea pierderilor de

amplificare în tensiune

O altă abordare a problemei reducerii amplificării în tensiune datorită utilizării reacției negative, este folosirea mai multor etaje de amplificare în loc de unul singur. În cazul în care amplificarea atenuată în tensiune a unui singur tranzistor nu este suficientă pentru aplicația respectivă, putem folosi mai mulți tranzistori pentru compensarea reducerii cauzate de reacția negativă. Circuitul de mai jos constă din trei etaje de amplificare în conexiune emitor comun cu reacție negativă:

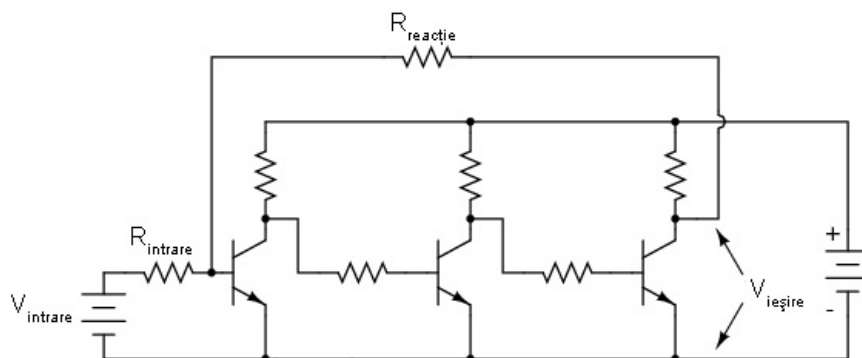


Figure 192: amplificator emitor comun în trei etaje cu reacție negativă

Reacția negativă de la etajul final înspre intrare se realizează prin intermediul unui singur rezistor, $R_{reacție}$. Din moment ce fiecare etaj este un amplificator emitor comun (inversor), numărul impar de etaje dinspre intrare spre ieșire va inversa semnalul de ieșire, iar reacția va fi negativă. Se pot folosi valori relativ mari de reacție fără a sacrifica amplificarea în tensiune, deoarece această amplificare este foarte mare de la bun început.

La o privire de ansamblu, poate părea că această filozofie nu este elegantă și este chiar contra-productivă. Nu este adăugarea de etaje unul după altul o metodă cam grosolană de evitare a pierderilor de amplificare în tensiune, datorită utilizării reacției negative? Ce rost are să creăm o amplificare în tensiune foarte mare, folosind trei etaje de amplificare, dacă vom atenua oricum această amplificare prin intermediul reacției negative? „Rostul” acestei configurații este creșterea stabilității și a predicabilității circuitului, luat ca întreg. Dacă cele trei etaje de amplificare sunt proiectate pentru furnizarea unei amplificări în tensiune foarte mari (zeci de mii, sau chiar mai mult), fără reacție, vom descoperi că adăugarea reacției negative în circuit se traduce printr-o dependență mult mai mică a amplificării în tensiune față de amplificările fiecărui etaj în parte; amplificarea în tensiune va fi aporiximativ egală cu *simplul* raport $R_{\text{reacție}}/R_{\text{intrare}}$. Cu cât circuitul prezintă o amplificare în tensiune mai mare (fără reacție), cu atât amplificarea în tensiune va fi mai apropiată de $R_{\text{reacție}}/R_{\text{intrare}}$ odată ce este introdusă și reacția în circuit. Cu alte cuvinte, amplificarea în tensiune a acestui circuit depinde *doar* de valorile celor doi rezistori, și de nimic altceva.

Acest lucru este un avantaj imens pentru producția de serie a circuitelor electronice: dacă se pot construi amplificatoare cu o amplificare previzibilă folosind tranzistori cu factori beta diferiți între ei, selecția și înlocuirea componentelor este foarte ușoară. Înseamnă de asemenea că amplificarea variază foarte puțin cu temperatura. Acest principiu de stabilizare a amplificării este dus la extrem în cazul *amplificatoarelor operaționale*.

5 Dispozitive multijonctiune

5.1 Histerezis

Dispozitivele multijonctiune sunt o clasă de componente semiconductoare cu histereză, o proprietate prin care un sistem nu se reîntoarce la starea sa inițială după ce acțiunea perturbatoare este îndepărtată. Un exemplu foarte simplu de histereză îl constituie un întrerupător mecanic: atunci când brațul este apăsător, acesta se va poziționa în una din cele două poziții extreme și va rămâne în această poziție chiar și după ce forța exterioară este îndepărtată.

Tranzistoarele bipolare cu jonctiune, cele cu efect de câmp și cele cu efect de câmp cu poartă izolată sunt toate dispozitive fără histereză. Acest lucru înseamnă că ele nu se „prind” într-o anumită stare după ce aplicarea tensiunii sau a curentului exterior încetează. Oricare ar fi semnalul de intrare al dispozitivului într-un anumit moment, acesta va prezenta un răspuns de ieșire previzibil, așa cum este el definit de curba sa caracteristică. Dispozitivele multijonctiune, pe de altă parte, sunt dispozitive semiconductoare ce tind să rămână pornite odată ce au fost pornite și invers, oprite odată ce au fost oprite. O acțiune momentană poate duce la trecerea dispozitivelor dintr-o stare în alte, stare în care vor rămâne și după ce acțiunea externă încetează. Prin urmare, aceste dispozitive sunt folosite doar ca și întrerupătoare și nu pot fi folosite pe post de amplificatoare. Dispozitivele multijonctiune sunt construite folosind aceeași tehnologie precum a tranzistoarelor bipolare, și pot fi de fapt analizate ca și circuite compuse din perechi de tranzistoare. Cum poate atunci un dispozitiv cu histereză să fie construit din dispozitive ce nu prezintă această proprietate? Răspunsul este de data de reacția pozitivă. Această reacție tinde să satureze dispozitivul.

5.2 Tuburi electronice cu descărcare în gaze

Înainte de a studia însă Dispozitivele multijonctiune, este indicat să luăm în considerare și predecesorul tehnologic al acestora, și anume, tuburile electronice cu descărcare în gaze.

Putem vedea histereza electrică pe viu în cazul fulgerelor. Acțiunea vântului puternic și a ploii duce la acumularea de sarcini electrice imense între nori și pământ și chiar și între nori. Dezechilibrul de sarcină electrică se manifestă sub formă de diferența de potențial, sau tensiune electrice, iar când rezistența electrică a aerului nu mai poate face față acestor tensiuni înalte, vor apărea cantități mari și de scurtă durată de curent între polii opuși ai sarcinilor electrice, fenomen ce poartă numele de fulger.

Acumularea tensiunilor înalte sub acțiunea vântului și a ploii este un proces aproximativ continuu, rata acumulărilor de sarcină crescând atunci când condițiile atmosferice sunt prielnice. Cu toate acestea, fulgerele nu sunt un fenomen continuu: acestea există sub forma curenților mari și de scurtă durată. De ce se întâmplă acest lucru? De ce nu vedem arcuri electrice de lungă durată dar de o intensitate mai redusă? Răspunsul se regăsește în rezistența neliniară a aerului.

În condiții normale, aerul posedă o rezistență electrică extrem de mare, atât de mare încât o considerăm de obicei ca fiind infinită iar conductivitatea prin aer aproape neglijabilă. Prezența apei și a prafului scade rezistența acestuia, dar practic, acesta rămâne tot un dielectric. Atunci când se aplică o tensiune suficient de mare între două puncte separate de aer, proprietățile electrice ale acestuia suferă unele modificări: electronii sunt „smulși” de pe pozițiile lor normale și de pe atomii lor respectivi, eliberarea lor constituind un curent. În această stare, aerul este considerat ca fiind ionizat și poartă numele de plasmă și nu de gaz, a patra stare a materiei, pe lângă cea solidă, lichidă și gazoasă. Plasma este un conductor relativ bun de electricitate, rezistivitatea acestia fiind mult mai mică decât cea a aceleiași substanțe sub formă gazoasă.

Pe măsură ce curentul trece prin plasmă, va exista o energie disipată prin plasmă sub formă de căldură, la fel ca și în cazul curentului printr-un rezistor solid. În cazul fulgerelor, temperaturile sunt extrem de mari. Aceste temperaturi ridicate sunt la rândul lor suficiente pentru transformarea aerului din forma gazoasă în plasmă sau pentru menținerea plasmei în acea stare fără prezența tensiunilor înalte. Pe măsură ce diferența de potențial dintre nori sau dintre nor și pământ scade datorită echilibrării sarcinilor electrice, căldura degajată de fulger menține drumul dintre cele două acumulări de sarcină în stare de plasmă, iar rezistența este prin urmare scăzută. Fulgerul rămâne sub formă de plasmă până în momentul în care tensiunea scade suficient de mult încât să nu mai poată susține un curent necesar disipării unei călduri suficient de mari. În final, aerul se reîntoarce în starea sa gazoasă iar curentul încetează; din acest moment, va reîncepe acumularea sarcinilor.

Putem observa că în acest caz, aerul prezintă histereză. Atunci când nu conduce electricitate, tinde să rămână un dielectric până în momentul în care acumularea de sarcini (tensiunea) trece de un anumit prag critic. După acest punct, aerul tinde să rămână un conductor (sub formă de plasmă) până când tensiune scade sub un anumit prag critic minim. Acest histerezis, combinat cu acumularea de tensiune datorită efectelor electrostatice ale vântului și ploii, explică în mare comportamentul de scurtă durată și intensitate mare a fulgerelor.

Din punct de vedere electronic, avem de a face cu un oscilator dinte de fierăstrău. Oscilatoarele sunt circuite electronice ce produc o tensiune alternativă dintr-o sursă de tensiune continuă. Un oscilator dinte de fierăstrău funcționează pe principiul încărcării unui condensator și descărcării buște ale acestuia de fiecare dată când tensiune atinge un prag critic. Printre cele mai simple astfel de oscilatoare se numără un oscilator compus din trei componente (neincluzând sursa de putere de c.c.): un rezistor, un condensator și o lampă cu neon.

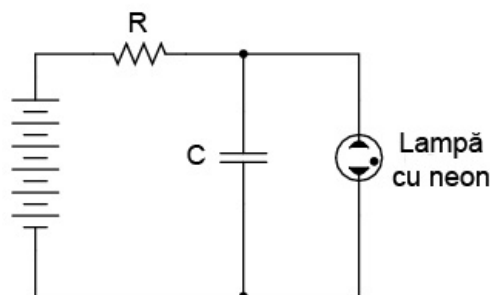


Figure 193: oscilator dinte de fierăstrău

Lămpile cu neon nu sunt altceva decât doi electrozi metalici într-un tub de sticlă etanș, separați de neonul din interior. La temperatura camerei, fără existența niciunei tensiuni aplicate pe cei doi electrozi, lampa prezintă o rezistență infinită. Totuși, dacă se depășește o anumită tensiune de prag (această tensiune depinzând de presiunea gazului și de geometria tubului), neonul se va ioniza (transforma în plasmă) iar rezistența sa va scădea brusc. În principiu, lampa cu neon prezintă aceleași caracteristici precum aerul în cazul fulgerelor.

Condensatorul din circuitul de mai sus se încarcă cu o rată exponențială inversă, rată determinată de mărimea rezistorului. Atunci când tensiunea atinge pragul critic de tensiune al lămpii, lampa se va „aprinde” brusc și va duce la descărcarea rapidă a condensatorului spre o tensiune mică. Odată descărcat, lampa se va „stinge” și va permite reîncărcarea condensatorului. Rezultatul este o serie de „fulgere” de scurtă durată de la lampa, rata acestora fiind determinată de tensiunea bateriei, rezistența rezistorului, capacitatea condensatorului și pragul critic de tensiune al lămpii.

Deși lămpile cu descărcări în gaze, de genul celei de mai sus, sunt folosite de obicei ca și surse de iluminat, proprietățile lor de histereză pot fi folosite sub variante mult mai sofisticate, și anume tuburile tiratron. Fiind de fapt o triodă, tiratronul poate fi pornit cu ajutorul unei tensiune de control mici aplicate între grilă și catod, și poate fi oprit prin reducerea tensiunii dintre anod și catod.

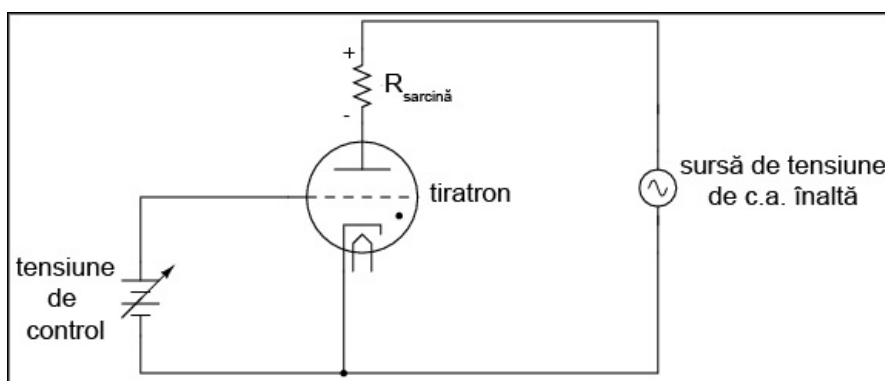


Figure 194: circuit simplu cu tiratron

În principiu, tiratroanele erau versiuni controlate ale lămpilor cu neon, proiectate special pentru comutarea curentului pe sarcină. Punctul din interiorul simbolului indică faptul că acest dispozitiv este umplut cu gaz, spre deosebire de celelalte tuburi cu vid. În circuitul de sus tiratronul permite trecerea curentului prin sarcină într-o singură direcție (observați polaritatea rezistorului) atunci când este pornit de către o tensiune de control de c.c. dintre grilă și catod. Sursa de putere a sarcinii este în c.a., indicând modul în care dispozitivul este oprit: din moment ce tensiunea de c.a. trece periodic printr-o condiție de 0 V, curentul prin sarcina alimentată în c.a. va atinge periodic o valoare de 0 A. Această pauză scurtă dintre semi-perioade permite tubului să se răcească și să se reîntoarcă în starea „oprit”. Conducția va reîncepe doar dacă va exista o tensiune suficient de mare aplicată de sursa de putere în c.a. și dacă sursa de c.c. o va permite.

Tensiunea de sarcină într-un astfel de circuit va arăta aproximativ precum în figura alăturată.

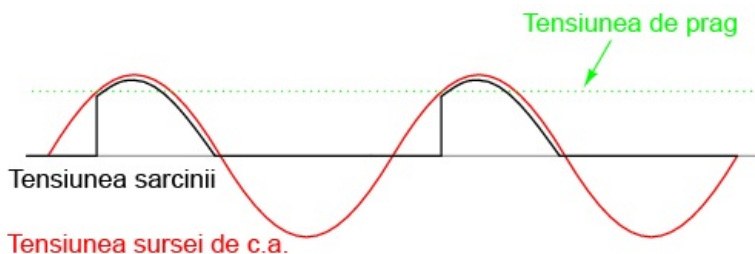


Figure 195: forma de undă a tensiunii de sarcină într-un circuit cu tiratron

Pe măsură ce tensiunea de c.a. crește de la zero volți spre primul vârf, tensiunea pe sarcină rămâne de zero volți (curent de sarcină zero) până când este atinsă valoarea tensiunii de prag. În acel moment, tubul trece în starea „pornit” și începe să conducă, tensiunea de sarcină fiind aceeași cu tensiunea sursei de alimentare în c.a. pentru restul perioadei. Chiar și după ce forma de undă de c.a. scade sub valoarea tensiunii de prag, va mai exista tensiune pe sarcină, și prin urmare și curent. Acest lucru se datorează histerezei: dispozitivul rămâne în starea de conducție (pornit) dincolo de punctul de pornire inițial, continuând să conducă până în momentul în care tensiunea de alimentare scade spre aproximativ zero volți. Datorită faptului că tiratroanele sunt dispozitive uni-direcționale (precum diodele), căderea de tensiune pe sarcină în cazul semi-perioadei negative a semnalului de c.a. este zero. În circuitele practice, se vor folosi mai multe dispozitive aranjate sub forma unei punți redresoare pentru a permite trecerea întregii forme de undă spre sarcină.

Tuburile tiratron au fost înlocuite complet de către componentele semiconductoare moderne, exceptând câteva aplicații speciale. Dispozitivele multijoncțiune moderne realizează însă același lucru precum dispozitivul prezentat mai sus: pornirea și oprirea curenților prin intermediul histerezei.

5.3 Dioda Shockley

Primul dispozitiv din seria dispozitivele multijoncțiune pe care îl vom studia este o diodă cu patru straturi, cunoscută sub numele de diodă PNPN, sau dioda Shockley, după cel care a inventat-o, William Shockley. Acest dispozitiv nu trebuie confundat cu dioda Schottky, dispozitivul metal-semiconductor cunoscut pentru viteza mare de comutație. O reprezentare brută a diodei Shockley, reprezentare întâlnită adesea în manuale, constă din patru straturi de material semiconductor P-N-P-N, unul peste altul.

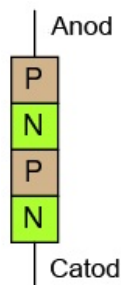


Figure 196: dioda Shockley

Din păcate, această reprezentare nu explică deloc modul de funcționare al acestui dispozitiv. Să considerăm așadar o reprezentare alternativă a construcției dispozitivului în figura alăturată.

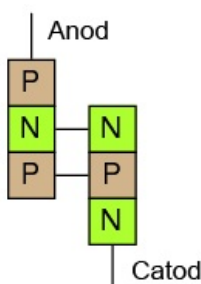


Figure 197: dioda Shockley; reprezentarea alternativă

Sub această reprezentare, dispozitivul pare a fi un set de tranzistori bipolari interconectați, unul de tip PNP iar celălalt de tip NPN. Utilizând simbolurile standard și respectând concentrațiile dopărilor, dioda Shockley arată conform figurii alăturate.

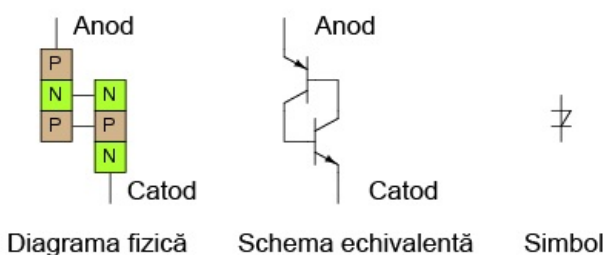


Figure 198: dioda Shockley; schemă echivalentă și simbol

Să conectăm un astfel de dispozitiv la o sursă variabilă de tensiune pentru a observa comportamentul acestuia.

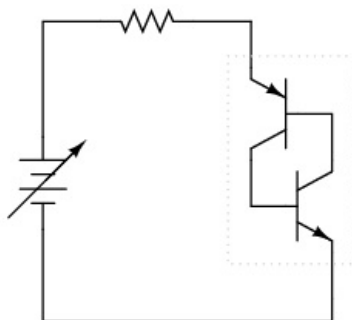


Figure 199: circuit cu dioda Shockley

Desigur, fără nicio tensiune aplicată, nu va exista niciun curent. O creștere inițială a tensiunii nu va duce la apariția niciunui curent datorită faptului că ambii tranzistori se vor afla în starea blocată. Pentru a înțelege motivul unui astfel de comportament, trebuie să înțelegem ce anume este necesar pentru trecerea unui tranzistor în faza de conducție, și anume, existența unui curent prin joncțiunea bază-emitor. Dar, după cum putem observa din diagramă, curentul de bază prin tranzistorul de jos este controlat de către tranzistorul de sus, iar curentul de bază al tranzistorului de sus este controlat de către tranzistorul de jos. Cu alte cuvinte, niciunul dintre tranzistori nu poate intra în starea de conducție până când celălalt nu se află și el în starea de conducție. Prin urmare, cum poate o diodă Shockley să conducă curent, dacă tranzistorii săi constituenți se află tot timpul în starea de blocare? Răspunsul este dat de comportamentul tranzistorilor reali, spre deosebire de tranzistorii ideali. Un tranzistor bipolar real nu va conduce niciodată curent prin colector fără existența unui curent de bază, indiferent de valoarea tensiunii aplicate între colector și emitor. Tranzistorii reali pe de altă parte, posedă limite finite ale valorilor tensiunii colector-emitor pe care aceștia le pot susține înainte de a intra în starea de conducție. Cu alte cuvinte, peste o anumită valoare a tensiunii colector-emitor, tranzistorul va intra în starea de conducție, indiferent de curentul de bază. Dacă doi tranzistori sunt conectați în acest mod pentru formarea unei diode Shockley, fiecare dintre ei va conduce dacă se va aplica o tensiune suficient de mare de către bateria dintre anod și catod. Odată ce

unul dintre tranzistori intră în starea de conducție, acesta va duce la apariția unui curent de bază prin celălalt tranzistor, ducând la funcționarea normală a acelui tranzistor, ceea ce duce la apariția unui curent de bază prin tranzistorul inițial. Rezultatul final este că ambii tranzistori se vor satura, menținându-se unul pe celălalt în conducție.

Prin urmare, putem forța intrarea în conducție a unei diode Shockley prin aplicarea unei tensiuni suficient de mari între anod și catod. După cum am văzut, acest lucru va duce inevitabil la pornirea unuia dintre tranzistori, ceea ce duce la rândul său și la pornirea celuilalt tranzistor și „agățarea” ambilor tranzistori în starea de conducție, acolo unde vor și rămâne. Dar cum putem opri cei doi tranzistori acum? Chiar dacă tensiunea aplicată este redusă cu mult sub punctul necesar intrării în conducție a diodei, aceasta va rămâne în starea de conducție datorită faptului că prin ambii tranzistori există acum un curent de bază suficient pentru menținerea conducției controlate. Răspunsul este reducerea tensiunii aplicate sub un nivel mult mai mic, astfel încât valoarea curentului să fie mai mică decât valoarea necesară polarizării directe a tranzistorilor, punct în care unul dintre tranzistori va intra în starea de blocare, ducând la oprirea curentului prin baza celuilalt tranzistori și intrarea ambilor în starea de blocare inițială. Dacă trecem această serie de evenimente pe un grafic curent-tensiune, histerezisul este evident. Inițial, observăm circuitul atunci când sursa de tensiune de c.c. (bateria) este de zero volți.

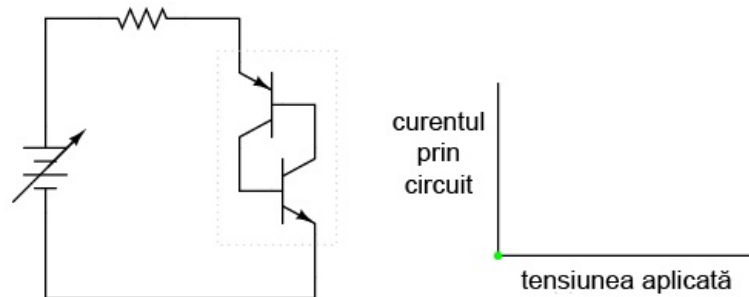


Figure 200: circuit cu dioda Shockley; graficul curent-tensiune; sursa de c.c. de zero volți

Următorul pas este creșterea treptată a tensiunii de c.c. aplicate. Curentul prin circuit este zero sau foarte apropiat de această valoare, datorită faptului că limita de intrare în conducție a tranzistorului nu a fost atinsă pentru niciunul din cele două dispozitive.

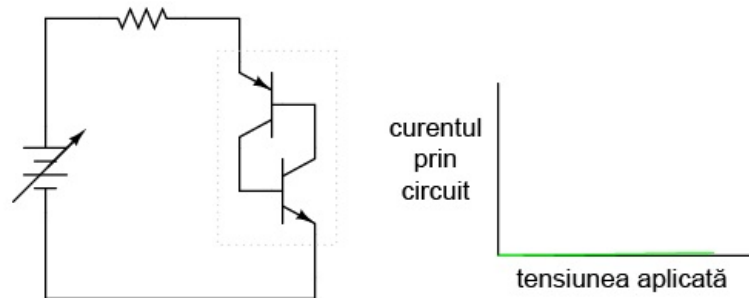


Figure 201: circuit cu dioda Shockley; graficul curent-tensiune; tensiunea sursei de curent continuu crește treptat

Atunci când limita de străpungere a unuia dintre tranzistori este atinsă, acest lucru va duce la apariția unui curent prin colector chiar și fără existența unui curent de bază prin acesta. În mod normal, un astfel de scenariu ar distruge un tranzistor bipolar cu joncțiune, dar joncțiunile PNP ale unei diode Shockley sunt proiectate să suporte acest tip de abuz, într-un mod similar diodelor Zener, ce suporta tensiuni de străpungere inverse fără a se distruge. De dragul exemplificării, vom presupune că tranzistorul inferior este cel care va intra prima dată în conducție, ducând la apariția unui curent de bază prin tranzistorul superior.

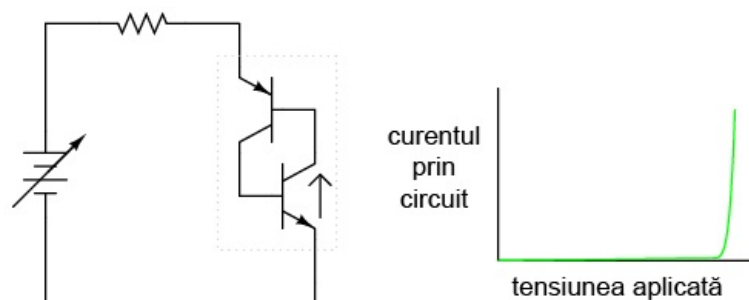


Figure 202: circuit cu dioda Shockley; graficul curent-tensiune; intrarea în conducție a unuia dintre tranzistori

După ce tranzistorul de sus primește un curent de bază, și acesta va intra în conducție. Acest fapt duce la intrarea în conducție normală (existența curentului de bază) și a tranzistorului de jos, ambii tranzistori rămânând în starea de conducție. Curentul prin circuit trece rapid la valoarea maximă.

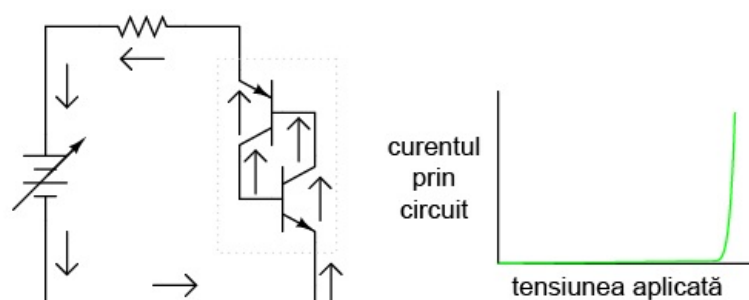


Figure 203: circuit cu dioda Shockley; graficul curent-tensiune; intrarea în conducție a ambilor tranzistori

Reacția pozitivă este evidentă în această situație. Atunci când are loc străpungerea unuia dintre tranzistori, acest lucru duce la existența unui curent prin întreaga structură. Acest curent poate fi considerat semnalul de ieșire al dispozitivului. Odată ce s-a stabilit un curent de ieșire, acesta tinde să mențină ambii tranzistori în saturație, asigurând continuitatea unui curent de ieșire substanțial. Cu alte cuvinte, curentul de ieșire este reintrodus la intrare (curentul de bază al tranzistorului) pentru menținerea ambilor tranzistori în starea de conducție.

Cu ambii tranzistori menținuți într-o stare de saturație prin prezența unui curent de bază substanțial, fiecare va continua să conducă chiar și atunci când tensiunea aplicată este redusă mult sub nivelul de străpungere inițial. Efectul reacției pozitive este de menținere a ambilor tranzistori într-o stare de saturație în ciuda pierderii semnalului de intrare inițial (tensiunea necesară străpungerii unuia dintre tranzistori).

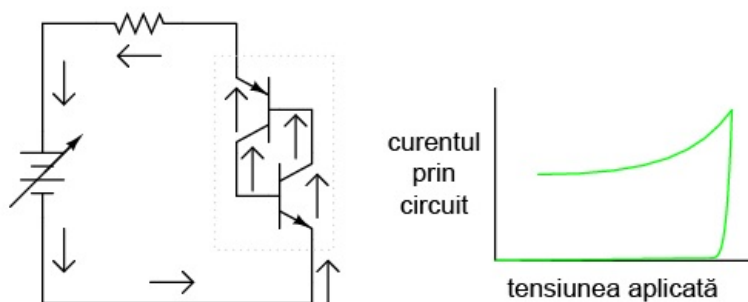


Figure 204: circuit cu dioda Shockley; graficul curent-tensiune; tranzistorii rămân în starea de conducție chiar și după ce tensiunea inițială scade cu mult sub valoarea de străpungere inițială

Dacă tensiunea sursei de alimentare în c.c. scade la o valoare mult prea mică, circuitul va atinge eventual un punct în care curentul nu va fi suficient pentru menținerea ambilor tranzistori în starea de conducție. Pe măsură ce curentul de colector al unuia dintre tranzistori scade tot mai mult, va duce la scăderea curentului de bază prin celălalt tranzistori, fapt ce duce la reducerea curentului de bază prin primul tranzistor. Acest cerc vicios continuă rapid până în momentul în care ambii tranzistori intră în starea de blocare.

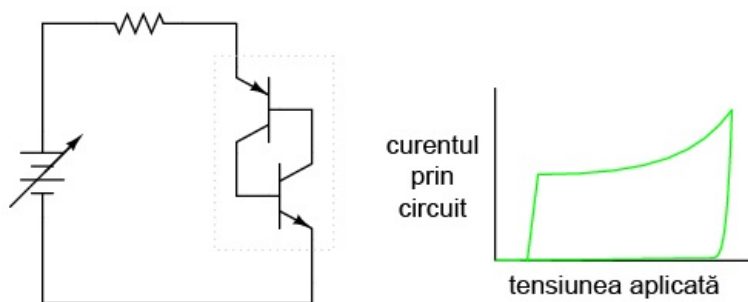


Figure 205: circuit cu dioda Shockley; graficul curent-tensiune; reintrarea tranzistorilor în stare de blocare pe măsură ce tensiunea sursei de c.c. scade sub o anumită valoare

Din nou putem vedea efectele reacției pozitive: faptul că ciclul cauză-efect dintre cei doi tranzistori este „vicios” (a descrește a curentului prin unul dintre ei duce la descreșterea curentului prin celălalt, ceea ce duce la rândul său la o nouă descreștere a curentului prin primul tranzistor) indică o relație pozitivă dintre ieșire (curent controlat) și intrare (curent de control prin baza tranzistorilor).

Curba graficului rezultată este un exemplu clasic de histereză: pe măsură ce semnalul de intrare (tensiune) crește și descrește, ieșirea (curent) nu urmărește aceiași cale la creșterea și descreșterea acesteia.

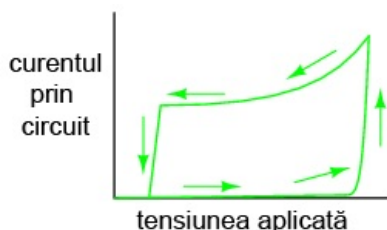


Figure 206: graficul sub formă de histereză al comportamentului diodei Shockley

Pe scurt, dioda Shockley tinde să rămână în stare de conducție odată ce a fost pornită și în stare blocată o dată ce a fost oprită. Nu există un mod de operare între aceste două extreme și nu există o zonă activă de funcționare precum în cazul tranzistoarelor bipolare de exemplu: acesta este undispozitiv pur oprit-pornit, asemenea tuturor dispozitivelor semiconductoare multijoncțiune.

5.4 DIAC-ul

Și diodele Shockley sunt dispozitive unidirecționale, la fel ca toate diodele: acestea conduct curentul doar într-o singură direcție. Dacă dorim în schimb funcționarea bidirecțională (c.a.), putem folosi două diode Shockley, conectate în paralel și având direcții opuse pentru a forma un nou dip de dispozitiv multijoncțiune, și anume, DIAC-ul.

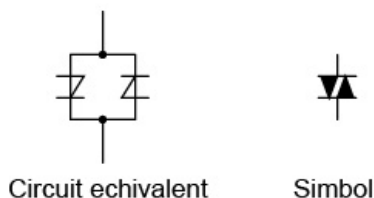


Figure 207: DIAC-ul; circuitul echivalent și simbol

DIAC-ul se comportă asemeni unei diode Shockley atunci când tensiunea la bornele sale este o tensiune de curent continuu. Cu o tensiune de curent alternativ însă, comportamentul este puțin diferit. Datorită inversării periodice a direcției curentului alternativ, DIAC-ul nu se va agăța într-un dintre stările pornit/oprit mai mult de o semi-perioadă. Dacă DIAC-ul va intra în starea de conducție, acesta va continua să conducă curent atâta timp când tensiunea disponibilă este suficientă pentru susținerea unui curent suficient de mare în acea direcție. La inversarea polarității tensiunii de c.a., DIAC-ul va intra în starea de blocare datorită unui curent insuficient pentru menținerea acestuia în starea de conducție, necesitând o nouă străpungere înainte de a putea conduce din nou. Rezultatul este o formă de undă asemănătoare cu cea din figura alăturată.

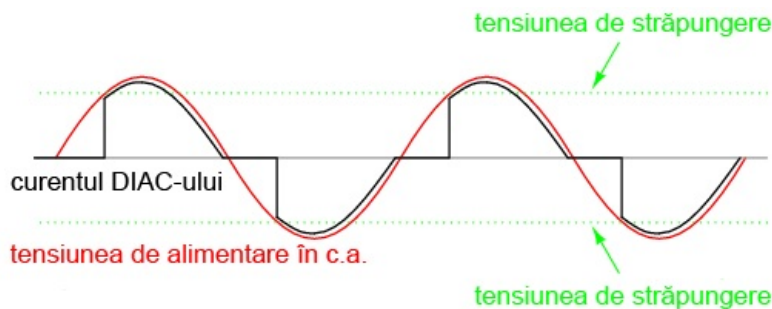


Figure 208: DIAC-ul; graficul formelor de undă

DIAC-ul nu este aproape niciodată folosit singur ci combinat cu alte dispozitive multijoncțiune.

5.5 Tiristorul

Diodele Shockley sunt dispozitive interesante, dar aplicațiile lor sunt limitate. Utilitatea lor poate fi extinsă prin echiparea lor cu o altă modalitate de agățare. Dispozitivele astfel rezultate sunt dispozitive de amplificare în adevăratul sens al cuvântului, chiar dacă singurele stări existente sunt pornit și oprit. Aceste dispozitive poartă numele de tiristoare. Trecerea de la dioda Shockley la tiristor se realizează cu o singură modificare, și anume, adăugarea unui al treilea contact structurii PNPN existente.

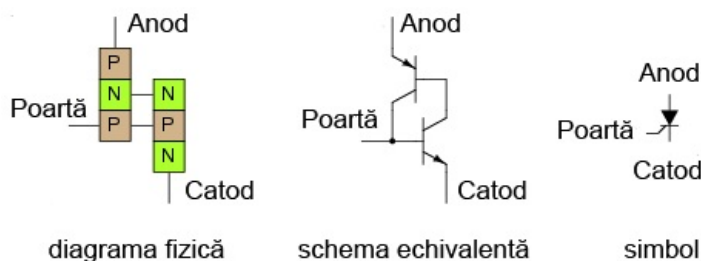


Figure 209: tiristorul; diagrama fizică, schema echivalentă și simbol

Dacă poartă unui tiristor nu este conectată în circuit, dispozitivul se comportă exact ca o diodă Shockley. Totuși, datorită faptului că poarta este conectată direct la baza tranzistorului inferior, aceasta poate fi folosită ca și alternativă la pornirea dispozitivului. Prin aplicarea unei tensiuni reduse între poartă și catod, tranzistorul inferior va fi forțat să intre în starea de conducție datorită curentului de bază rezultat, ceea ce va duce la intrarea în conducție și a tranzistorului superior ce va furniza la rândul lui un curent de bază către tranzistorul inferior, curent suficient de mare astfel încât tensiunea pe poartă nu mai este necesară pentru rămânerea dispozitivului în starea de conducție. Curentul necesar pentru pornirea dispozitivului va fi desigur mult mai mic decât curentul prin tiristor dinspre catod spre anod, astfel încât există un anumit nivel de amplificare existent în circuit.

Această metodă de intrare a tiristorului în conducție poartă numele de aprindere, și este cea mai folosită metodă de „agățare” a dispozitivului în practică. De fapt, tiristoarele sunt de obicei astfel alese încât tensiune de străpungere este mult mai mare decât cea mai mare valoare a tensiunii existente în circuit, astfel încât acestea să nu poată fi pornite decât printr-o aprindere intenționată. Trebuie menționat că în unele cazuri, stingerea tiristorului se poate realiza prin conectarea directă dintre poartă și catod, sau prin „aprinderea inversă” a porții cu o tensiune negativă (față de catod), astfel încât tranzistorul inferior este forțat să intre în starea blocată. Acest lucru este posibil doar în unele cazuri deoarece implică șuntarea întregului curent de colector al tranzistorului superior față de baza tranzistorului inferior. Acest curent poate să fie substanțial, implicând o stingere dificilă a tiristorului. O variație a tiristorului simplu o constituie tiristorul cu stingere pe poartă, sau tiristorul GTO. Dar chiar și în acest caz, curentul pe poartă necesar stingerii dispozitivului poate urca până la o valoare de 20% din curentul sarcinii. Simbolul tiristorului GTO este prezentat în figura alăturată.

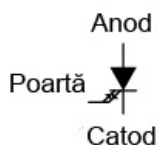


Figure 210: simbolul tiristorului cu stingere pe poartă (GTO)

Singura diferență dintre cele două tipuri de tiristoare sunt detaliile proiectării acestora. În cazul GTO-ului, tranzistorul NPN posedă un factor de amplificare în curent β mai mare decât tranzistorul PNP. Acest lucru permite unui curent pe poartă mult mai mic (direct sau invers) să exercită un grad de control mult mai mare asupra conducției dintre catod și anod, agățarea tranzistorului PNP fiind mult mai dependentă de tranzistorul NPN și invers.

Un test rudimentar prin care se poate verifica un tiristor poate fi realizat cu ajutorul unui ohmmetru. Datorită faptului că intern, conexiunea dintre poartă și catod reprezintă o singură joncțiune PN, un aparat de măsură ar trebui să indice o continuitate între aceste terminale, atunci când sonda roșie este conectată pe poartă iar sonda neagră pe catod.

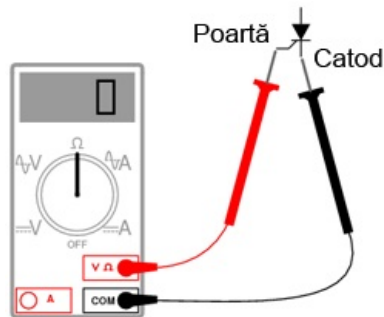


Figure 211: verificarea tiristorului cu ohmmetrul

Toate celelalte măsurători de continuitate vor indica un circuit deschis („OL” pe afișajul multimetrului). Trebuie înțeles că acesta este un test foarte crud al tiristorului. Este posibil ca indicația ohmmetrului să fie bună dar tiristorul să fie totuși defect. Până la urmă, singura modalitate de testare a unui tiristor este supunerea acestuia unui curent de sarcină.

Dacă folosiți un multimetru echipat cu funcția „verificare diodă”, tensiunea joncțiunii poartă-catod s-ar putea să nu corespundă celei prevăzute de o joncțiune PN de siliciu (aproximativ 0,7 V), fiind mult mai mică. Acest lucru se datorează rezistorului intern conectat în cazul unor tiristoare între poartă și catod. Acest rezistor este introdus pentru a preveni aprinderea accidentală datorată creșterii bruște și de scurtă durată a tensiunii din cauza zgomotului prezent în circuit sau datorită descărcării sarcinilor electrice statice. Cu alte cuvinte, având un rezistor conectat între joncțiunea poartă-catod, necesită un semnal de aprindere mult mai mare (curent substanțial) pentru a porni tiristorul. Această caracteristică se regăsește în cazul tiristoarelor mari și nu în cazul celor mici. Trebuie menționat faptul că un tiristor echipat cu un rezistor intern între poartă și catod va indica o continuitate în ambele direcții ale acestor terminale.

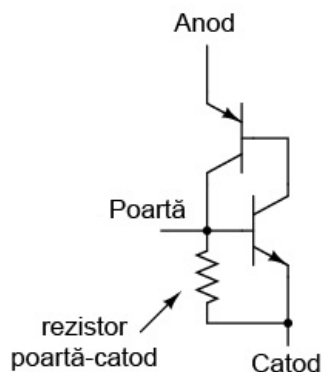


Figure 212: tiristor cu rezistor intern conectat între poartă și catod

Tiristoarele „normale”, fără rezistor intern, poartă câteodată numele de tiristoare cu poartă sensibilă, datorită faptului că acestea pot fi foarte ușor aprinse printr-un semnal pozitiv mic pe poartă.

Circuitul de test al tiristorului reprezintă atât un instrument de diagnosticare al tiristoarelor suspecte cât și o modalitate excelentă de înțelegere a funcționării de bază ale acestora. Se utilizează o sursă de tensiune de c.c. și două butoane folosite pentru aprinderea și stingerea tiristorului.

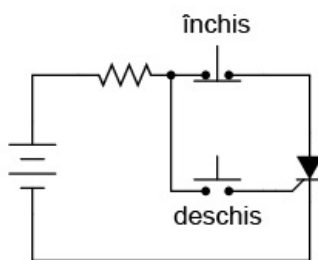


Figure 213: circuit de testare al tiristoarelor

Acționarea întrerupătorului normal-deschis duce la conectarea porții la anod, permițând trecerea curentului dinspre terminalul negativ al bateriei, prin joncțiunea PN catod-poartă, prin întrerupător, prin rezistorul de sarcină și înapoi la baterie. Acest curent prin poartă ar trebui să forțeze aprinderea tiristorului, permițând trecerea curentului dinspre catod direct spre anod fără a mai fi nevoie de un curent prin poartă. Când întrerupătorul normal-deschis revine la poziția sa inițială (deschis), sarcina va rămâne energizată.

Acționarea întrerupătorului normal-închis duce la deschiderea circuitului, forțând încetarea curentului prin tiristor și implicit stingerea acestuia.

Dacă aprinderea tiristorului nu are loc, se poate ca problema să fie sarcina și nu tiristorul. Pentru menținerea tiristorului în stare de conducție este necesară o anumită valoare minimă a curentului prin acesta. Această valoare minimă poartă numele de curent de menținere. O sarcină cu o rezistență mult prea mare nu va putea permite existența unui curent suficient de mare pentru menținerea tiristorului în stare de conducție la încetarea curentului pe poartă, dând impresia unui tiristor stricat în circuitul de test. Valorile curenților de menținere pentru diferiți tiristori sunt disponibile de la producători. Valorile tipice se situează în jurul a 1 mA-50 mA, sau mai mult pentru tiristorii mai mari.

Testul nu este însă complet dacă nu se verifică și limita tensiunii de străpungere directă a tiristorului prin creșterea tensiunii sursei de c.c. (fără acționarea întrerupătorului normal-deschis) până în momentul în care tiristorul intră în conducție fără existența unui curent pe poartă. Atenție însă, un astfel de test s-ar putea să necesite o tensiune extrem de mare: majoritatea tiristoarelor de putere au o tensiune de străpungere de 600 V sau chiar mai mult !

În această formă simplă, circuitul de test al tiristorului poate fi folosit pe post de circuit de control al pornirii/opririi unui motor,

lampă sau orice altă sarcină practică.

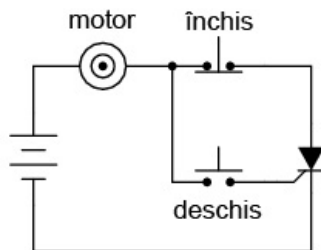


Figure 214: circuit cu tiristor pentru controlul pornirii/opririi unui motor

5.5.1 Circuit de protecție crowbar

O altă utilizare practică a unui tiristor într-un circuit de c.c. o reprezintă un dispozitiv crowbar pentru protecția la supratensiune. Un circuit crowbar este compus dintr-un tiristor conectat în paralel cu ieșirea unei surse de tensiune de c.c.; scopul este plasarea unui scurt-circuit pe ieșirea sursei de tensiune pentru prevenirea unei tensiuni excesive pe sarcină. Distrugerea tiristorului și a sursei de tensiune se poate preveni prin amplasarea unei siguranțe fuzibile sau a unei rezistențe serie considerabile înaintea tiristorului pentru limitarea curentului de scurt-circuit. În figura alăturată, circuitul de aprindere al tiristorului este omis pentru simplitate.

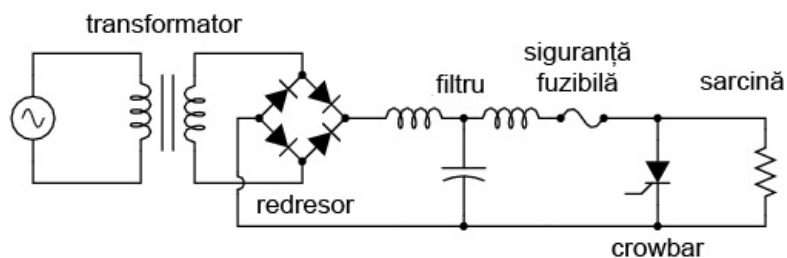


Figure 215: circuit crowbar cu tiristor pentru protecție la supratensiune

Se poate utiliza un dispozitiv sau un circuit de detectare a tensiunii de ieșire pe poarta tiristorului, astfel încât, în momentul apariției unei supra-tensiuni, se va aplica o tensiune între poartă și catod, tensiune ce duce la aprinderea tiristorului și arderea siguranței fuzibile. Efectul este aproximativ similar cu așezarea unei răngi solide de fier (din engl. crowbar) direct între terminalele de ieșire ale sursei de tensiune, de aici și denumirea circuitului.

Majoritatea aplicațiilor tiristoarelor însă sunt pentru controlul circuitelor de putere în c.a., chiar dacă aceste dispozitive sunt uni-direcționale (dispozitive de c.c.). În cazul curenților bidirecționali, se pot utiliza mai multe tiristoare în același circuit. Principalul motiv pentru care tiristoarele sunt folosite pentru circuitele de putere în c.a. este răspunsul unic al acestora față de curentul alternativ. După cum am văzut și în cazul tiratronului și al DIAC-ului, aceste dispozitive intră în starea de conducție peste un anumită valoare a formei de undă alternative și rămâne în această stare pentru tot restul semi-perioadei, până în momentul în care curentul scade la zero. Cu puțin înainte de trecerea prin zero a formei de undă de curent, tiristorul va intra în starea blocată datorită curentului prea mic (acest comportament mai poartă numele și de comutație naturală) și va trebui re-pornit (re-aprins) în următoarea semi-perioadă. Rezultatul este o formă de undă a curentului echivalentă cu o undă sinusoidală „tăiată”. Graficul formei de undă al DIAC-ului ca și răspuns la o tensiune de c.a. a cărei vârf depășește tensiunea de străpungere este reluat în figura alăturată.

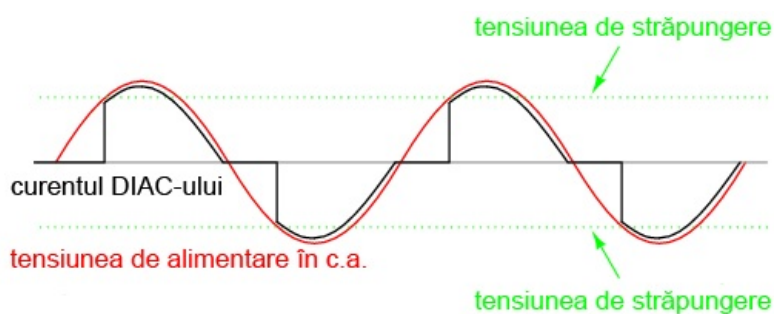


Figure 216: graficul formei de undă a DIAC-ului

În cazul DIAC-ului, acea tensiune de străpungere are o valoare fixă. În cazul tiristoarelor, putem controla exact momentul în care dispozitivul intră în starea de conducție prin aprinderea porții în orice moment de-a lungul formei de undă. Prin conectarea unui circuit de control adecvat pe poarta tiristorului, putem „tăia” unda sinusoidală în orice punct; rezultatul este un tiristor comandat în timp.

Să considerăm circuitul alăturat, de exemplu. În acest caz, un tiristor este conectat într-un circuit ce controlează puterea pe o sarcină de la o sursă de curent alternativ.

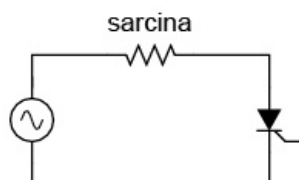


Figure 217: circuit cu tiristor

Fiind un dispozitiv uni-direcțional, tot ceea ce poată să realizeze este să transmită doar o semi-perioadă spre sarcină. Totuși, pentru

a putea demonstra conceptul de comandă a tiristorului, acest circuit simplu este mai bun decât un circuit folosind două tiristoare pentru comanda întregii forme de undă. Fără existența unui semnal pe poartă și cu valoarea tensiunii c.a. mult sub tensiunea de străpungere a tiristorului, dispozitivul nu va intra niciodată în starea de conducție. Conectând poarta tiristorului la anod prin intermediul unei diode redresoare standard (pentru prevenirea curentului invers prin poartă în cazul în care tiristorul posedă un rezistor intern între poartă și catod), va permite pornirea tiristorului aproape instant la începutul fiecărei semi-perioade pozitive.

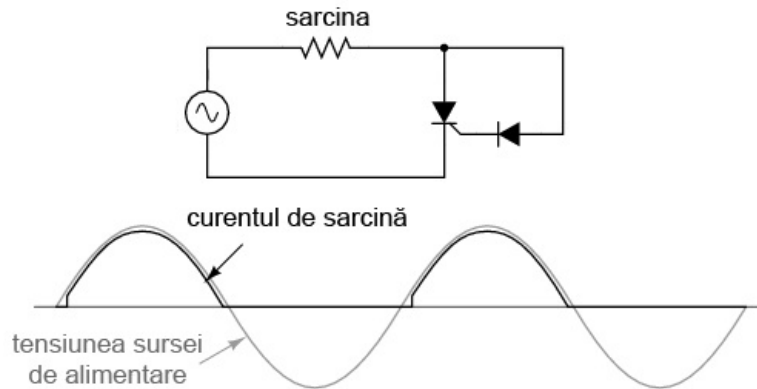


Figure 218: circuit cu tiristor; forma de undă

Putem întârzia pornirea tiristorului prin introducerea unei rezistențe în circuitul porții, rezistență ce crește valoarea căderii de tensiune necesară pe poartă. Cu alte cuvinte, dacă mărim rezistența la care sunt supuși electronii în drumul lor către poartă, tensiunea de c.a. va trebui să atingă un punct mai mare în cadrul semi-alternanței pentru a crea un curent suficient de mare necesar aprinderii tiristorului.

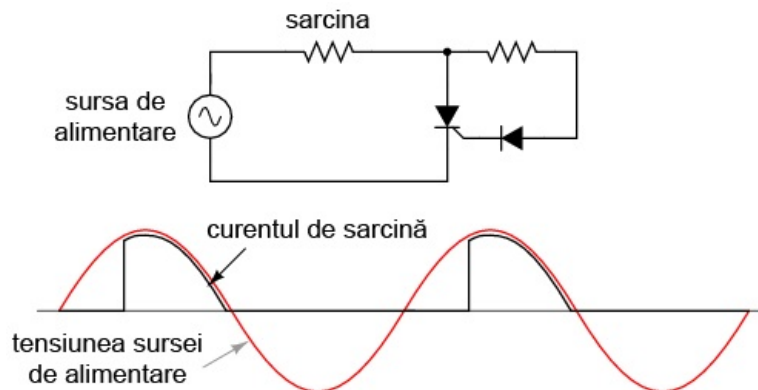


Figure 219: circuit cu tiristor; forma de undă cu o rezistență introdusă în circuitul porții

Odată cu tăierea alternanței pozitive a unei sinusoidale la un nivel mai mare decât în cazul precedent prin întârzierea intrării în conducție a tiristorului, puterea medie pe sarcină este mai mică. Dacă înlocuim rezistorul fix din circuitul porții cu un rezistor variabil, putem controla puterea pe sarcină în timp. Creșterea rezistenței duce la creșterea pragului de aprindere, ducând la o putere mai mică pe sarcină și invers.

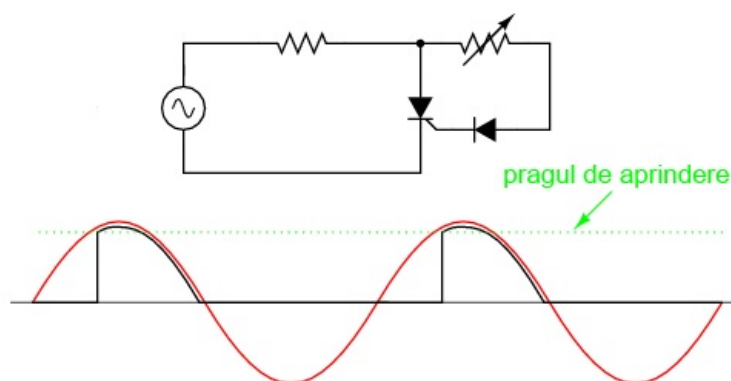


Figure 220: circuit cu tiristor; rezistor variabil în circuitul porții

Din păcate, acest circuit are un neajuns destul de mare. Folosind semnale de curent alternativ pentru aprinderea tiristorului, controlul asupra dispozitivului este limitat pe prima jumătate a alternanței pozitive. Cu alte cuvinte, nu putem amâna pornirea tiristorului până după atingerea vârfului forme de undă. Astfel că putem opri puterea pe sarcină doar până în punctul maxim în care tiristorul intră în conducție, punct situat spre vârful forme de undă. În figura alăturată circuitul este setat la puterea minimă la care sarcina poate fi alimentată în această configurație.

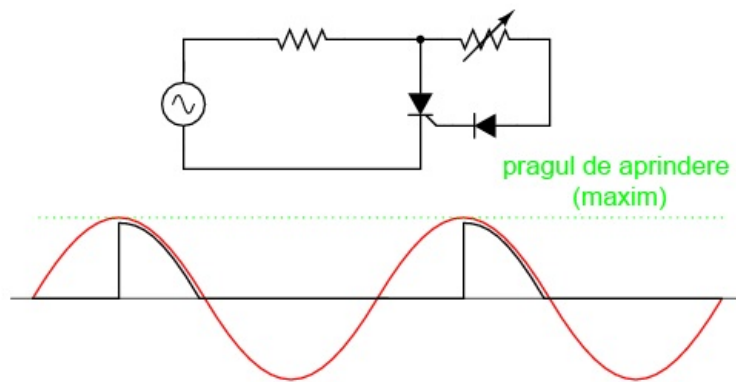


Figure 221: circuit cu tiristor; pragul maxim de aprindere al tiristorului

Dacă în această situație vom continua să mărim pragul de aprindere, tiristorul nu va mai intra deloc în conducție, din moment ce nici măcar vârful forme de undă de c.a. nu va mai fi necesar pentru aprinderea tiristorului. Rezultatul este lipsa totală a puterii pe sarcină.

O soluție ingenioasă la această problemă constă în introducerea unui condensator pentru modificarea fazei în circuit.

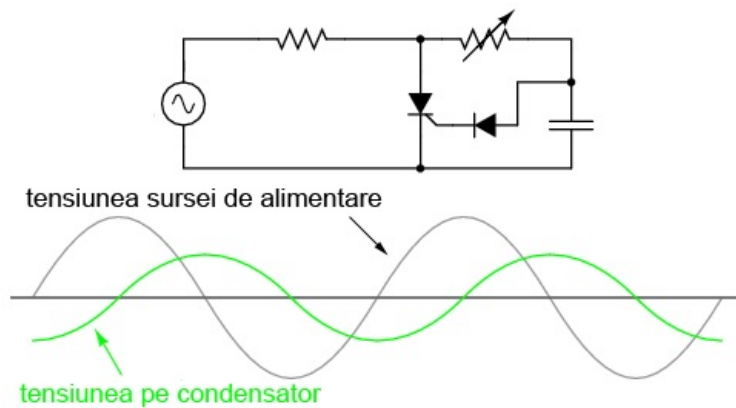


Figure 222: circuit cu tiristor; adăugarea unui condensator de defazare

Forma de undă de amplitudine mai mică reprezintă căderea de tensiune la bornele condensatorului. Pentru simplitatea exemplificării, presupunem o rezistență de comandă maximă, adică tiristorul nu va intra deloc în conducție iar curentul pe sarcină va fi zero exceptând un curent foarte mic ce trece prin rezistorul de comandă și prin condensator. Căderea de tensiune pe acest condensator va fi defazată cu un unghi între 0° și 90° în urma undei de c.a. Atunci când această tensiune defazată va atinge un nivel suficient de mare, tiristorul va intra în conducție.

Cu o cădere de tensiune suficient de mare la bornele condensatorului pentru aprinderea periodică a tiristorului, rezultatul forme de undă a sarcinii va fi aproximativ cel alăturat.

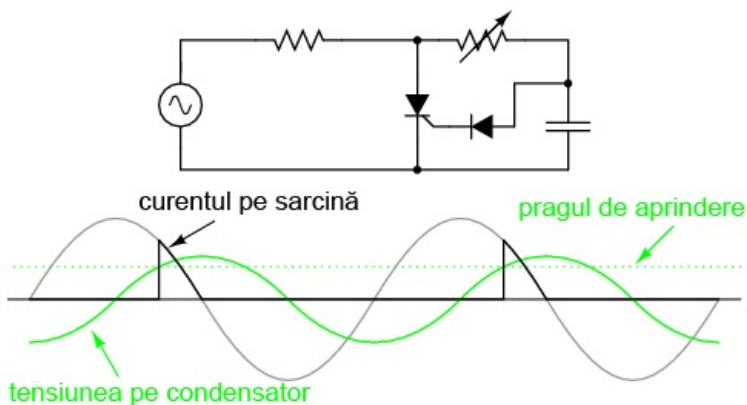


Figure 223: circuit cu tiristor; adăugarea unui condensator de defazare

Datorită faptului că forma de undă a condensatorului se află în creștere chiar și după ce forma de undă a c.a. și-a depășit vârful și este în scădere, aprinderea tiristorului este posibilă la un prag ce se situează dincolo de acest vârf, reușindu-se tăierea forme de undă dincolo de limita maximă admisă de configurația precedentă. În realitate, forma de undă a tensiunii condensatorului este puțin mai complexă decât este prezentat aici, forma sa sinusoidală fiind distorsionată de fiecare dată când tiristorul intră în conducție. Tiristoarele pot fi aprinse cu ajutorul unor circuite mult mai complexe. Chiar dacă circuitul precedent este suficient pentru o aplicație simplă precum comanda unei lămpi, comanda motoarelor electrice industriale necesită metode mult mai sofisticate de aprindere. Câteodată se pot folosi transformatoare de impulsuri pentru cuplarea unui circuit de aprindere pe poarta și catodul tiristorului pentru asigurarea izolației electrice dintre aprindere și circuitele de putere.

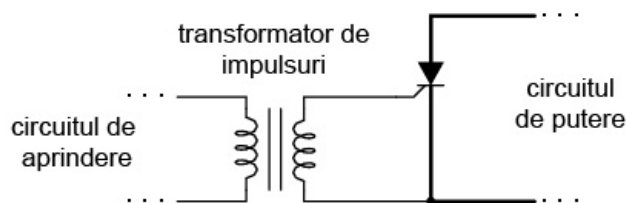


Figure 224: utilizarea unui transformator de impulsuri pentru separarea circuitului de aprindere de circuitul de putere

Atunci când se folosesc mai multe tiristoare pentru comanda puterii pe sarcină, adesea catodii nu sunt comuni din punct de vedere electric, făcând dificilă conectarea unui singur circuit de aprindere pentru toate tiristoarele. Un astfel de exemplu îl reprezintă un redresor în punte comandat cu tiristoare.

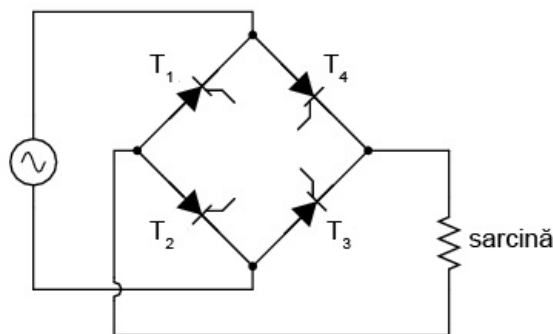


Figure 225: punte comandată cu tiristoare

În oricare circuit redresor în punte, diodele redresoare (în acest caz, tiristoarele) trebuie să conducă în perechi opuse: T_1 și T_3 trebuie aprinse simultan; același lucru este valabil și pentru perechea T_2 - T_4 . După cum putem vedea însă, aceste perechi de tiristoare nu posedă aceleași conexiuni ale catodilor, ceea ce înseamnă că nu putem pur și simplu să utilizăm o singură sursă de tensiune pentru aprinderea ambelor dispozitive, precum în figura alăturată.

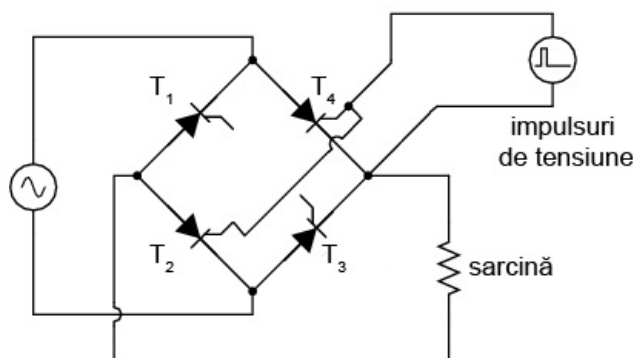
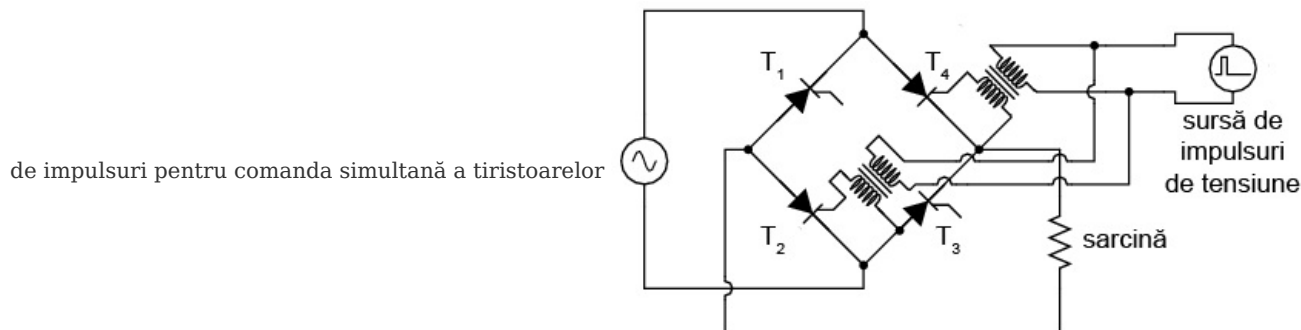


Figure 226: punte comandată cu tiristoare

Deși sursa de impulsuri de tensiune prezentată mai sus va produce aprinderea tiristorului T_4 , tiristorul T_2 nu se va aprinde corespunzător datorită faptului că cele două tiristoare nu au o conexiune comună a catodilor, conexiune utilizată ca și punct de referință al tensiunii de aprindere. Folosind transformatoare de impulsuri pentru conectarea porților celor două tiristoare la o sursă de impulsuri de tensiune continuă, va produce rezultatul așteptat, aprinderea simultană a celor două dispozitive.



Trebuie menționat faptul că acest circuit prezintă doar conexiunile porților tiristoarelor T_2 și T_4 . Transformatoarele de impulsuri și sursele de tensiune pentru tiristoarele T_1 și T_3 , la fel și detaliile surselor de impulsuri de tensiune, au fost omise pentru simplitatea prezentării.

Redresoarele comandate în punte cu tiristoare pot fi folosite și pentru redresarea tensiunilor trifazate. Un astfel de redresor este prezentat în figura alăturată, fără a include și transformatoarele de impulsuri și circuitele de aprindere.

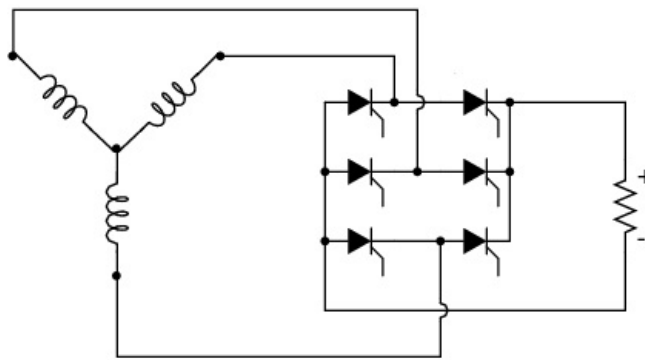


Figure 227: redresor comandat trifazat în punte cu tiristoare

5.6 TRIAC-ul

TRIAC-ul nu este altceva decât două tiristoare în paralel așezate spate în spate.

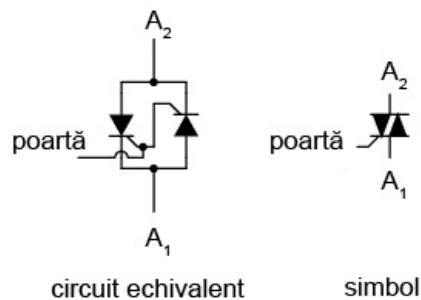


Figure 228: triacul; schema echivalentă și simbol

Deoarece tiristoarele individuale sunt mult mai flexibile într-un sistem de control, acestea sunt adesea întâlnite în aplicațiile cu motoare electrice. TRIAC-ele sunt de obicei folosite în aplicații mai simple, de putere mică, precum dimmer-ele. Un astfel de circuit simplu, pentru controlul unei lămpi, este prezentat în figura alăturată. De observat că acest circuit include și condensatorul de defazare necesar pentru aprinderea dispozitivului dincolo de valoarea de vârf a formei de undă de c.a.

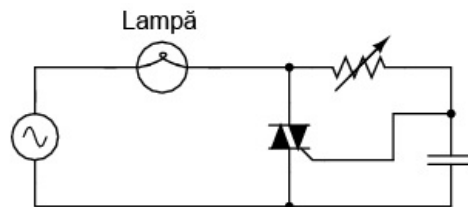


Figure 229: circuit dimmer cu lampă folosind triac

Triacele sunt recunoscute pentru aprinderea lor nesimetrică. Acest lucru înseamnă că tensiunea de străpungere este diferită pentru fiecare din cele două polarități a formei de undă. De obicei, acest lucru nu este de dorit, datorită faptului că rezultatul aprinderii nesimetrice a dispozitivului înseamnă o formă de undă cu un conținut armonic mai mare. Formele de undă simetrice față de axa orizontală sunt compuse doar din armonici impare. Formele de undă nesimetrice însă, conțin armonici pare, dar care pot fi, în funcție de situație,acompaniate și de armonici impare.

În interesul reducerii conținutului armoniilor al sistemelor de putere, cu cât numărul armonicilor este mai scăzut și mai puțin diversificat, cu atât mai bine - un motiv în plus pentru care tiristoarele sunt preferate triacelor în sistemele de control complexe de putere mare. O modalitate de aducere a formei de undă de curent a triacului la o formă mai simetrică este utilizarea unui dispozitiv extern pentru declanșarea impulsurilor pe poartă. Acest lucru se poate realiza cu ajutorul unui diac.

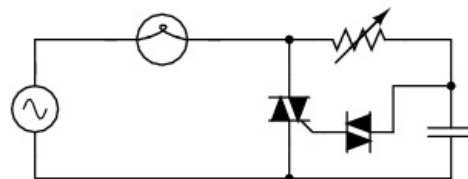


Figure 230: circuit dimmer cu lampă folosind triac; conectarea unui diac în serie cu poarta triacului

Tensiunile de străpungere ale diacelor tind să fie mult mai simetrice (aceiași valoare pentru ambele polarități ale formei de undă) față de tensiunile triacelor. Din moment ce diacul împiedică orice curent pe poarta triacului până în momentul în care tensiunea de străpungere a atins un anumit nivel precus, repetabil în ambele direcții, punctul de aprindere al triacului de la o semi-alternanță la alta tinde să fie mult mai consistent, simetria formei de undă rezultată fiind mult îmbunătățită față de axa orizontală.

Practic, toate caracteristicile tiristoarelor se aplică și triacelor, cu excepția faptului că triacele sunt dispozitive bidirecționale (pot conduce curenți în ambele direcții). Nu este necesar prin urmare să facem alte observații cu privire la acest dispozitiv, cu excepția modului de numerotare al terminalelor.

Din circuitul echivalent prezentat mai sus, s-ar putea înțelege faptul că terminalii 1 și 2 se pot interschimba între ei. Acest lucru nu este însă corect! Cu toate că ne putem imagina triacul ca fiind compus din două tiristoare, adevărul este că acest dispozitiv este

construit dintr-o singură bucată de material semiconductor, cu straturi și dopaje corespunzătoare. Caracteristicile actuale de operare pot să difere ușor față de modelul echivalent format din două tiristoare. Acest lucru poate fi scos în evidență considerând două circuite simple, unul funcțional, celălalt nefuncțional. Circuitele considerate sunt variante ușor modificate ale circuitului cu lampă prezentat mai sus, fără a lua în considerare condensatorul de defazaj. Cu toate că circuitul rezultat nu posedă același grad de control precum versiunea mai complexă (cu condensator și diac), acesta este funcțional.

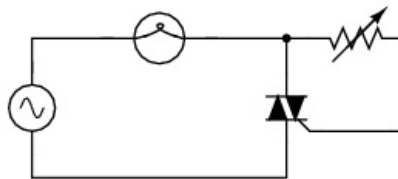


Figure 231: circuit dimmer cu lampă folosind triac

Să presupunem acum că inversăm terminalii principali ai triacului între ei. Conform circuitului echivalent cu două tiristoare de mai sus, această modificare nu ar trebui să afecteze în niciun fel funcționarea circuitului.

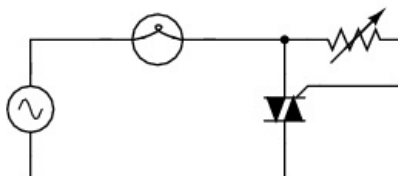


Figure 232: circuit dimmer cu lampă folosind triac; inversarea triacului

Presupunerea noastră nu este însă corectă! Dacă ar fi să construim acest circuit, vom observa că el nu funcționează. Puterea pe sarcină va fi zero, deoarece triacul nu va intra niciodată în starea de conducție, indiferent de valoarea rezistenței de comandă. Aprinderea corectă a triacului se realizează asigurându-ne că poartă primește curentul de comandă de la terminalul principal A_2 . Identificarea terminalilor A_1 și A_2 se face folosind catalogul producătorului.

5.7 Optotiristorul

Asemenea tranzistorilor bipolar, atât tiristoarele cât și triacele se pot construi sub forma dispozitivelor sensibile la lumină; în acest caz, tensiunea de aprindere a dispozitivelor este înlocuită de acțiunea luminii.

Tiristoarele controlate cu ajutorul luminii sunt adesea cunoscute sub acronimul LASCR (Light Activated Silicon-Controlled Rectifier). Simbolul acestora este prezentat în figura alăturată.



Figure 233: optotiristorul (LASCR); simbol

Triacele controlate cu ajutorul luminii nu au un acronim al lor, dar sunt cunoscute sub numele de opto-triace. Simbolul acestora este prezentat în figura alăturată.



Figure 234: optotriacul; simbol

6 Amplificatorul operational

6.1 Introducere

Amplificatorul operațional (AO) este cu siguranță cel mai folosit dispozitiv din întreaga electronică analogică. Cu doar o mână de componente, acesta poate rezolva o mare varietate de probleme. Prețul nu este nici el o problemă, majoritatea AO fiind foarte ieftine.

Un principiu foarte important pentru utilitatea acestor circuite cu AO, este utilizarea *reacției negative*, principiu ce stă la baza tuturor (aproape) proceselor de control automate. Prin urmare, principiile prezentate aici în circuitele cu amplificatoare operaționale, se extind cu mult dincolo de aplicațiile lor imediate în electronică.

6.2 Amplificatorul cu potențial de referință și amplificatorul

diferențial

Pentru ușurința expunerii teoretice (desenării) a circuitelor electronice, amplificatoarele sunt adesea simbolizate printr-un simplu triunghi (figura de mai jos), iar componentele interne sunt „ascunse”. Această simplificare este foarte folositoare pentru cazurile în care construcția amplificatorului este irelevantă pentru funcționarea generală a circuitului.

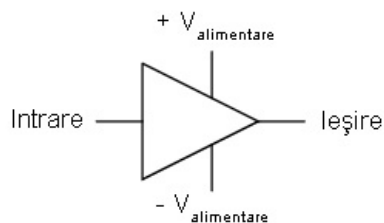


Figure 235: simbolul general al amplificatorului electronic

Conexiunile +V și -V simbolizează borna pozitivă, respectiv negativă, a sursei de alimentare în c.c. Tensiunile de intrare și de ieșire sunt reprezentate doar ca și conductoare individuale, deoarece se presupune că toate semnalele au ca și referință o conexiune comună din circuit, denumită *masă*. Adesea (dar nu tot timpul!), acest punct de referință îl reprezintă una dintre bornele sursei de alimentare în c.c., fie cea pozitivă, fie cea negativă. Un circuit practic cu amplificator arată astfel:

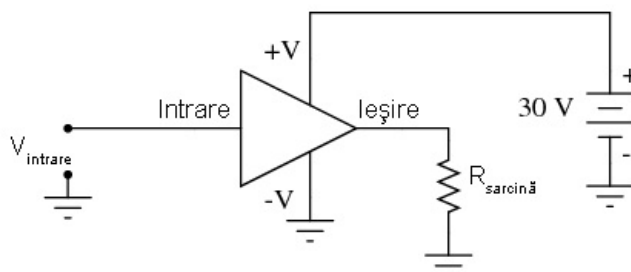


Figure 236: circuit practic cu amplificator, folosind simbolul acestuia

Dacă dorim să folosim amplificatorul și pentru semnale de c.a., va trebui să folosim două surse de c.c., iar masa să fie situată electric între +V și -V. Această configurație poartă numele de sursă de tensiune *duală*.

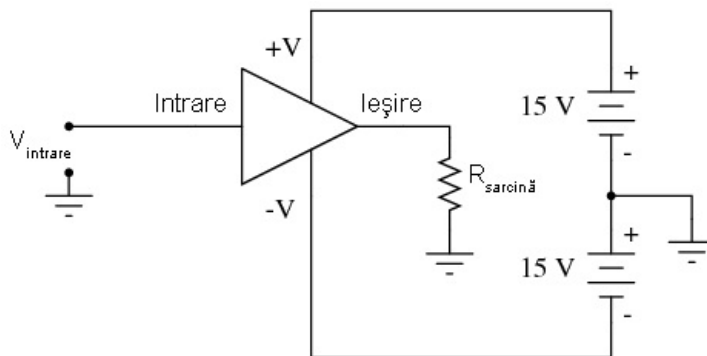


Figure 237: circuit practic cu amplificator; utilizarea unei surse de tensiune duală

Tensiunea de alimentare a amplificatorului este tot 30 V, dar cădere de tensiune de pe sarcină poate lua acum valori teoretice între +15 V și -15V, în loc de +30 V și 0 V. Aceasta este o modalitate simplă de obținere a c.a. la ieșirea unui amplificator fără a fi nevoiți să folosim cuplaje capacitive sau cuplaje cu transformator la ieșire.

6.2.1 Amplificatorul diferențial

Prin simbolizarea unui circuit complex printr-un cingur triunghi, putem studia mult mai ușor amplificatoare și circuite mult mai complexe. Unul dintre aceste amplificatoare mai complexe pe care le vom studia, poartă numele de *amplificator diferențial*. Față de amplificatoarele „normale” ce amplifică un singur semnal de intrare (amplificatoare cu *potențial de referință*, cele diferențiale amplifică diferența de tensiune dintre două semnale de intrare. Utilizând simbolul triunghiului pentru desemnarea acestuia, un amplificator diferențial arată astfel:

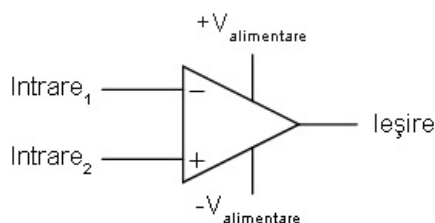


Figure 238: simbolul amplificatorului diferențial

Ca și în circuitul precedent, toate tensiunile au ca și referință masa circuitului. Se poate observa că un terminal de intrare este marcat cu minus (-) iar celălalt cu plus (+). Întrucât un amplificator diferențial amplifică diferența dintre cele două semnale de la intrare, fiecare intrare influențează tensiunea de la ieșire în mod diferit (opus). Să considerăm următorul tabel cu tensiunile de intrare/ieșire pentru un amplificator diferențial cu un factor de amplificare în tensiune de 4:

(-) Intrare ₁	0	0	0	0	1	2,5	7	3	-3	-2
(-) Intrare ₂	0	1	2,5	7	0	0	0	3	3	-7
Ieșire	0	4	10	28	-4	-10	-28	0	24	-20

Unde ecuația tensiunii de ieșire arată astfel:

$$V_{ieșire} = A_V(\text{Intrare}_1 - \text{Intrare}_2) \text{ sau } V_{ieșire} = A_V(\text{Intrare}_{(+)} - \text{Intrare}_{(-)})$$

O creștere a tensiunii pe intrarea pozitivă (+) duce la creșterea pozitivă a amplificării, iar o creștere a tensiunii pe intrarea negativă (-) duce la o creștere negativă a amplificării. De asemenea, o scădere a tensiunii pe (+) duce la scăderea tensiunii de ieșire, iar o creștere a tensiunii pe (-) are un rezultat opus. Datorită acestei relații dintre cele două terminale de intrare, intrarea negativă (-) mai poartă numele de intrare *inversoare* iar cea pozitivă (+) poartă numele de intrare *neinversoare*.

Pentru a înțelege mai bine modul de funcționare, putem reprezenta un amplificator diferențial ca și o sursă variabilă de tensiune controlată de un voltmetru sensibil, astfel:

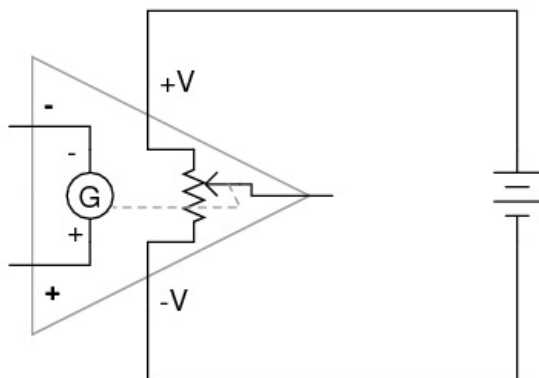


Figure 239: amplificatorul diferențial ca și sursă variabilă de tensiune controlată de un voltmetru sensibil

Desigur, figura de mai sus este doar un *model*, și nu reprezintă schema reală de construire a amplificatorului. Simbolul „G” reprezintă un galvanometru, o deplasare sensibilă a unui voltmetru. Potențiometrul conectat între +V și -V furnizează o tensiune variabilă la contactul de ieșire (ce are ca și referință una dintre bornele sursei de tensiune în c.c.), tensiune stabilă de indicația galvanometrului. Trebuie înțeles faptul că orice sursă conectată la ieșirea unui amplificator diferențial este alimentată de sursa de tensiune de c.c. (baterie), și *nu* de semnalul de intrare. Semnalul de intrare (galvanometru) doar *controlează* ieșirea.

Cu toate aceste polarități, este foarte ușor să greșim și să nu ne dăm seama care va fi ieșirea unui amplificator diferențial. Pentru evitarea acestor situații, putem observa următoarea regulă:

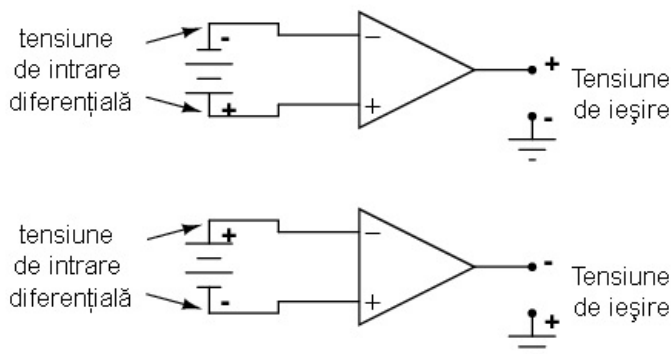


Figure 240: regula amplificatoarelor diferențiale pentru identificarea ieșirii acestora

Când polaritatea tensiunii *diferențiale* de la intrare este aceeași cu polaritatea intrărilor (inversoare și neinversoare) amplificatorului, tensiunea de ieșire va fi pozitivă. Când polaritatea tensiunii diferențiale este inversă față de cea a intrărilor, ieșirea amplificatorului va fi negativă.

6.2.2 Utilizare

Dacă tensiunile de intrare ale amplificatorului diferențial reprezintă cantități matematice (cum este cazul circuitelor analogice ale calculatoarelor), sau mărimi fizice de proces (cum este cazul circuitelor electronice de instrumentație), putem vedea utilitatea unui astfel de dispozitiv. Am putea folosi amplificatoare operaționale pentru a compara două cantități și a vedea care este mai mare (prin intermediul polarității tensiunii de ieșire), sau am putea face o comparație a diferenței dintre două cantități (precum nivelul apei din două bazine) și acționarea unei alarme luminoase și/sau sonore dacă diferența este prea mare (în funcție de valoarea absolută a semnalului de ieșire). În circuitele de control automat, cantitatea controlată poartă numele de *variabilă de proces* și este comparată cu o valoare fixă denumită *punct de referință*; deciziile sistemului automat sunt luate în funcție de diferența dintre aceste două valori. Primul pas într-o astfel de schemă constă în amplificarea diferenței dintre variabila de proces și punctul de referință cu ajutorul unui amplificator diferențial. În circuitele simple, ieșirea amplificatorului poate fi utilizată pentru acționarea unui element final de control (precum o valvă) și menținerea procesului cât mai aproape de punctul de referință.

6.3 Amplificatorul operațional

Cu mult înainte de apariția tehnologiei digitale, calculatoarele erau construite electronic pentru efectuarea calculelor, folosind curenți și tensiuni pentru reprezentarea cantităților numerice. Acest lucru a fost folosit în special pentru simularea proceselor fizice. O tensiune variabilă, de exemplu, ar putea reprezenta viteza, sau forța, într-un sistem fizic. Prin utilizarea divizorilor de tensiune rezistiv și amplificatoare de tensiune, operațiile matematice de înmulțire și împărțire putea să fie foarte ușor efectuate pe aceste semnale.

Proprietățile reactive ale condensatoarelor și bobinelor au fost utilizate pentru simularea variabilelor folosite în funcții ce necesitau utilizarea analizei matematice. Curentul printr-un condensator depinde de rata de variație a tensiunii, variație desemnată prin intermediul unei *derivate*. Prin urmare, dacă tensiunea la bornele unui condensator ar reprezenta viteza de deplasare a unui obiect, curentul prin acesta ar reprezenta forța necesară pentru accelerarea sau decelerarea acelui obiect, capacitatea condensatorului reprezentând în acest caz masa obiectului respectiv:

$$i_c = C \frac{dv}{dt}$$

Figure 241: relația tensiune-curent într-un condensator

unde, i_c = curentul instantaneu prin condensator C = capacitatea condensatorului(F) dv / dt = variația curentului cu timpul

$$F = m \frac{dv}{dt}$$

Figure 242: relația accelerație-forța a unui obiect

unde, F = forța aplicată obiectului m = masa obiectului dv / dt = variația vitezei cu timpul (acelerația)

Această operație electronică poartă numele de *derivare*, și este o funcție naturală a curentului prin condensator în relație cu tensiunea aplicată la bornele sale. Observați că acest circuit nu are nevoie de nicio „programare” pentru efectuarea acestei funcții matematice relativ avansate, lucru care nu se întâmplă în cazul unui calculator digital.

Circuitele electronice sunt ieftine și foarte ușor de construit în comparație cu sistemele fizice complexe, iar asemenea simulări electronice au fost folosite pe bandă largă pentru cercetarea și dezvoltarea sistemelor mecanice. Pentru simulări realiste totuși, au fost necesare circuite amplificatoare de precizie înaltă și ușor de configurat pentru aceste prime calculatoare.

Pe parcursul dezvoltării calculatoarelor, s-a ajuns la concluzia că amplificatoarele diferențiale cu amplificări în tensiune foarte mari, erau candidații perfecți pentru aceste necesități. Folosind componente simple, conectate la intrarea și la ieșirea amplificatorului diferențial, s-a putut obține practic orice factor de amplificare era necesar și se putea calcula orice funcție matematică, fără modificarea sau ajustarea circuitului intern al amplificatorului însăși. Aceste amplificatoare diferențiale cu amplificări foarte mari, au ajuns să fie cunoscute sub numele de *amplificatoare operaționale*, pe scurt AO, datorită folosirii lor în cadrul *operațiilor* matematice efectuate de calculatoarele analogice.

Amplificatoarele operaționale moderne, precum modelul polular 741, sunt circuite integrate de o înaltă performanță și ieftine pe de altă parte. Impedanțele lor de intrare sunt foarte mari, curenții pe la bornele acestora se situează în jurul valorii de 0.5 mA pentru modelul 741, și mult mai puțin pentru AO cu tranzistori cu efect de câmp la intrare. Impedanța de ieșire este de obicei foarte mică, aproximativ 75 Ω pentru modelul 741, multe modele având protecție integrată la scurt-circuit, ceea ce înseamnă că ieșirile acestora pot fi scurt-circuitate fără ca acest lucru să afecteze circuitul intern al amplificatorului. Cu un cuplaj direct între etajele interne cu tranzistori ale AO, acestea pot amplifica semnale de c.c., precum și de c.a. Costurile de timp și de bani pentru proiectarea unui circuitu amplificator utilizând componente discrete se ridică mult peste costului unui amplificator operațional. Din aceste motive, AO au scos aproape complet din uz amplificatoarele de semnal folosind tranzistori discreți.

În diagrama de mai jos sunt prezentate conexiunile pinilor pentru un singur AO (la fel și pentru modelul 741) dintr-un circuit integrat DIP (*D*ual *I*ncline *P*ackage) cu 8 pini:

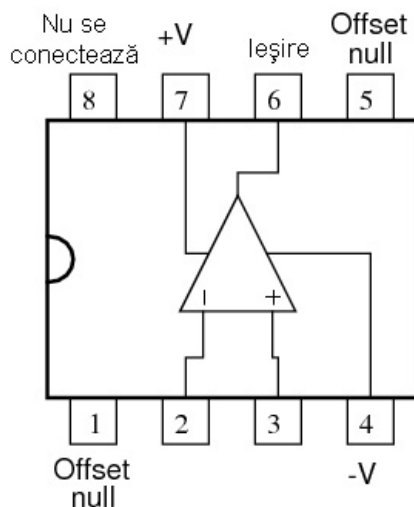
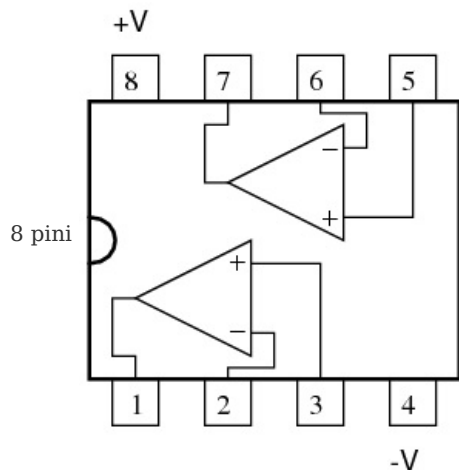


Figure 243: modul de conectare intern al pinilor unui amplificator operațional într-un circuit integrat cu 8 pini

Unele circuite integrate conțin două AO într-un singur pachet, incluzând modelele polulare TL082 și 1458. Aceste unități „duale” sunt împachetate tot într-un integrat DIP cu 8 pini, astfel:



AO practice au un factor de amplificare în tensiune în jurul a 200.000 sau chiar mai mult, ceea ce înseamnă că sunt inutile ca și amplificatoare diferențiale în sine. Pentru un AO cu o amplificare în tensiune, $A_v = 200.000$, și o tensiune maximă de ieșire între

+15V și -15V, o diferență de tensiune de doar 75 μ V între cele două intrări este suficientă pentru intrarea amplificatorului în saturație sau blocare!
Înainte de a examina utilizarea componentelor externe pentru reducerea amplificării la un nivel rezonabil, putem investiga mai întâi aplicațiile AO „pur”.

6.3.1 Comparatorul

Una dintre aceste aplicații o reprezintă *comparatorul*. Practic, putem spune că ieșirea unui AO va fi saturată pozitiv dacă intrarea pozitivă (+) este mai pozitivă decât cea negativă (-), și saturată negativ dacă intrarea (-) este mai puțin pozitivă decât intrarea (+). Cu alte cuvinte, amplificarea foarte mare în tensiune a unui AO, înseamnă că acesta poate fi folosit pentru a compara două tensiuni (una reprezentând o mărime de stare și alta un punct de referință), și folosirea semnalului de la ieșire pentru semnalizarea cazului în care există o diferență între cele două semnale de intrare.

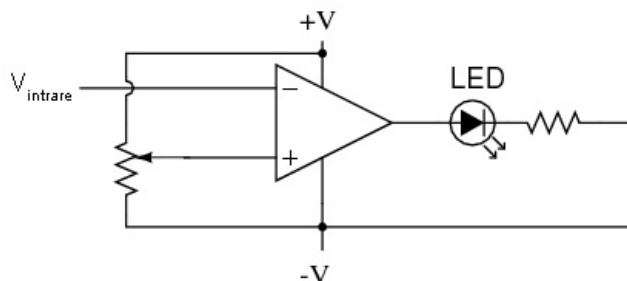


Figure 244: amplificator operațional pe post de comparator

Comparatorul cu AO de mai sus, compară tensiunea de la intrare cu o tensiune de referință stabilită printr-un potențiometrul (R_1). Dacă $V_{intrare}$ scade sub tensiunea stabilită de R_1 , ieșirea AO se va satura la +V, iar LED-ul se va aprinde. Invers, dacă $V_{intrare}$ se află sub valoarea tensiunii de referință, LED-ul va fi polarizat invers, cu -V, și nu se va aprinde. Dacă $V_{intrare}$ este un semnal de tensiune produs de un instrument de măsură, acest circuit comparator ar putea funcționa precum o alarmă de „nivel”, nivel stabilit de R_1 . În loc de LED, am putea conecta un releu, un tranzistor sau orice alt dispozitiv capabil să pună în funcțiune un mecanism de acțiune în cazul unei „alarme”.

O altă aplicația a circuitului comparator este un convertor de semnal dreptunghiular. Presupunând că tensiunea de intrare aplicată la terminalul inversor (-) al AO ar fi o undă sinusoidală de c.a. în loc de c.c., tensiunea de ieșire ar oscila între saturație pozitivă și saturație negativă de câte ori tensiunea de intrare va fi egală cu tensiunea de referință produsă de potențiometrul. Rezultatul va fi un semnal dreptunghiular:

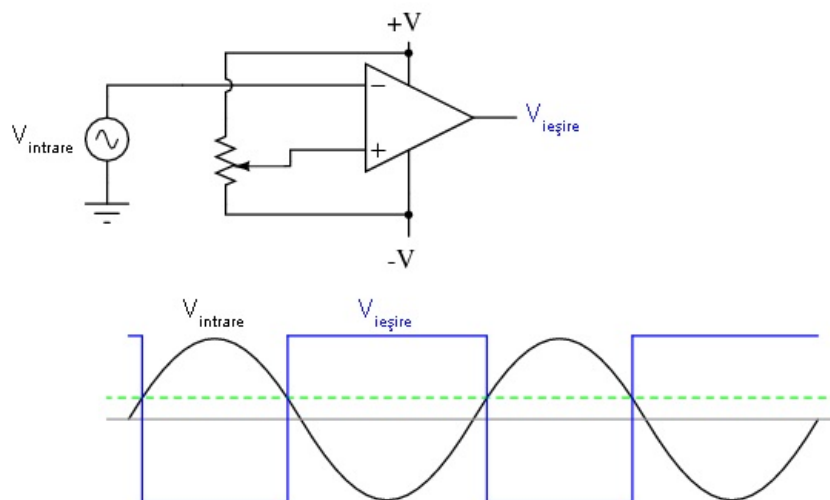


Figure 245: convertor cu circuit comparator

Ajustarea potențiometrului modifică tensiunea de referință aplicată la intrarea neinversoare (+), iar acest lucru modifică punctele de intersecție a unei sinusoidale; rezultatul este o formă de undă dreptunghiulară cu un *factor de umplere* diferit:

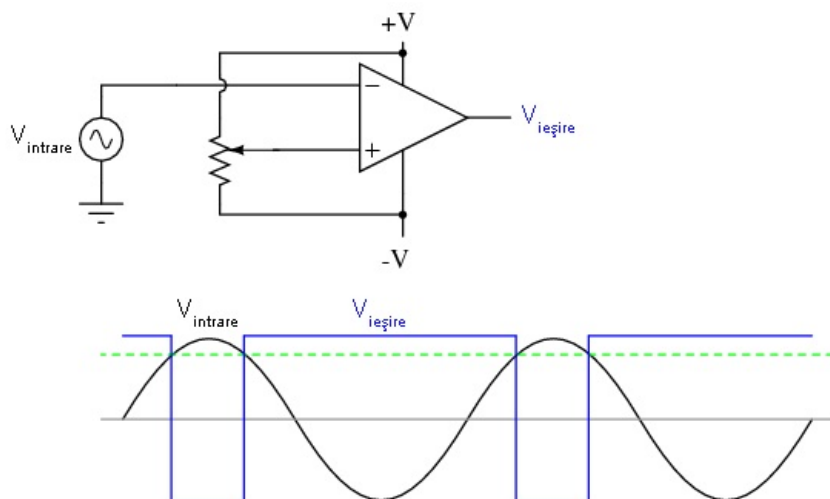


Figure 246: amplificator operațional pe post de comparator; modificarea tensiunii de referință duce la modificarea factorului de umplere a unei dreptunghiulare de la ieșire

Semnalul de c.a. de la intrare nu trebuie să fie neapărat un semnal sinusoidal pentru ca acest circuit să-și îndeplinească funcția. Semnalul de intrare ar putea la fel de bine să fie triunghiular, dinte de fierăstrău, sau orice alt semnal periodic cu semi-alternațe pozitive și negative. Acest circuit comparator este foarte folositor pentru formarea undelor dreptunghiulare cu factori de umplere diferiți. Această tehnică mai este denumită și *modularea pulsurilor în durată* sau PWM, adică variația, sau *modularea* unei forme de undă în funcție de un semnal de control, în acest caz, semnalul produs de potențiomtru.

Bargraph-ul este o altă aplicație unde se poate folosi un comparator. Dacă conectăm mai multe AO pe post de comparatoare, fiecare având propria sa tensiune de referință conectată la intrarea neinversoare (+), dar fiecare primind același semnal de tensiune la intrarea inversoare (-), putem construi un bargraf de tipul celor văzute la egalizatoarele grafice sau în sistemele stereo. Pe măsură ce semnalul de tensiune (reprezentând puterea semnalului radio sau nivelul sunetului audio) crește, comparatoarele vor „porni” unul după altul și vor pune în funcțiune LED-ul lor respectiv. Cu fiecare comparator pornind la un nivel diferit al sunetului audio, numărul LED-urilor aprinse va indica puterea semnalului de intrare.

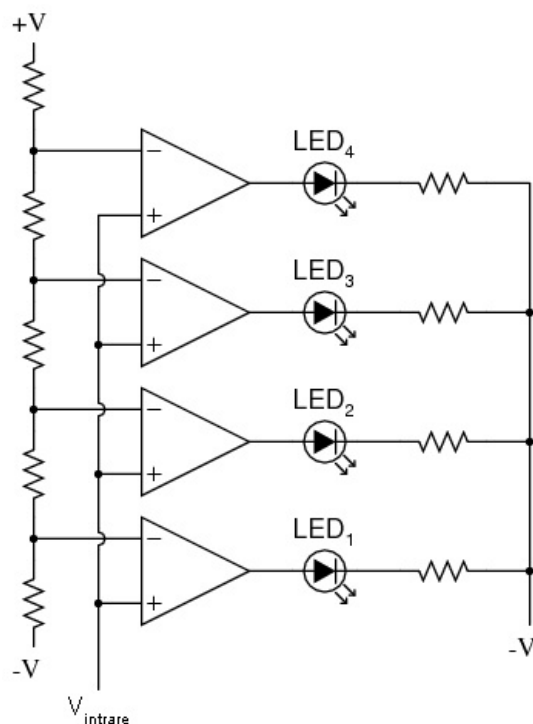


Figure 247: bargraf folosind mai multe amplificatoare operaționale pe post de comparatoare

În circuitul de mai sus LED₁ va primul care se va aprinde pe măsură ce tensiunea de intrare va crește într-o direcție pozitivă. Pe măsură ce tensiunea va continua să crească, și celelalte LED-uri vor începe să pornească, unul după altul, până când toate vor fi aprinse.

Aceeiași tehnologie este folosită și în cazul convertorului analog-digital (CAD), pentru „traducerea” unui semnal analog într-o serie de tensiuni pornit/oprit, reprezentând un număr digital.

6.4 Reacția negativă

Dacă ar fi să conectăm ieșirea unui AO la intrarea sa inversoare (-) și în același timp să aplicăm un semnal de tensiune la intrarea sa neinversoare (+), vom vedea că tensiunea de ieșire a AO este foarte apropiată de cea de intrare (pentru simplitate, sursa de putere, circuitul +V/-V și masa nu au mai fost desenate în figură):

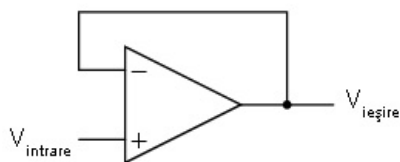


Figure 248: amplificator operațional; conectarea ieșirii la intrarea neinversoare

Pe măsură ce $V_{intrare}$ crește, V_{iesire} crește și ea pe măsura amplificării diferențiale. Totuși, pe măsură ce V_{iesire} crește, această tensiune de ieșire este furnizată înapoi spre intrarea inversoare, ducând astfel la scăderea diferenței de tensiune dintre cele două intrări și scăderea tensiunii de ieșire prin urmare. Rezultatul este că, pentru oricare valoare a tensiunii de intrare, tensiunea de ieșire va fi aproape egală cu $V_{intrare}$, dar suficientă pentru menținerea unei diferențe de tensiune între $V_{intrare}$ și intrarea (-) a cărei amplificare generează tensiunea de ieșire.

Circuitul va atinge foarte repede un punct de echilibru, unde valoarea tensiunii de ieșire este astfel încât să mențină o diferență necesară de tensiune la intrare, ce produce la rândul ei o tensiune de ieșire suficientă. Introducerea la intrarea inversoare a ieșirii amplificatorului a tensiunii sale de ieșire este o tehnică numită *reacție negativă*, și este un concept fundamental și esențial pentru stabilizarea unui sistem în general. Această stabilitate oferă amplificatorului operațional posibilitatea funcționării în zona sa liniară, și nu doar saturat sau blocat, așa cum a fost cazul comparatorului (fără reacție).

Deoarece amplificarea AO este atât de mare, tensiunea pe intrarea inversoare poate fi menținută aproximativ egală cu $V_{intrare}$. Să presupunem de exemplu că AO din exemplu are o amplificare de 200.000. Dacă $V_{intrare} = 6 \text{ V}$, tensiunea de ieșire va fi de $5.99970000149999 \text{ V}$. Această valoare este suficientă pentru ca tensiunea diferențială de $6 \text{ V} - 5.99970000149999 \text{ V} = 29.99985 \mu\text{V}$, amplificată cu factorul de 200.000 să producă la ieșire exact $5.99970000149999 \text{ V}$; sistemul este astfel în echilibru, iar valoarea

tensiunii de ieșire nu se (mai) modifică. După cum se poate vedea, diferența de tensiune nu este prea mare ($29.99985 \mu\text{V}$); din considerente practice, putem presupune că această diferență de tensiune dintre cele două intrări este menținută prin intermediul reacției negative la exact 0 V .

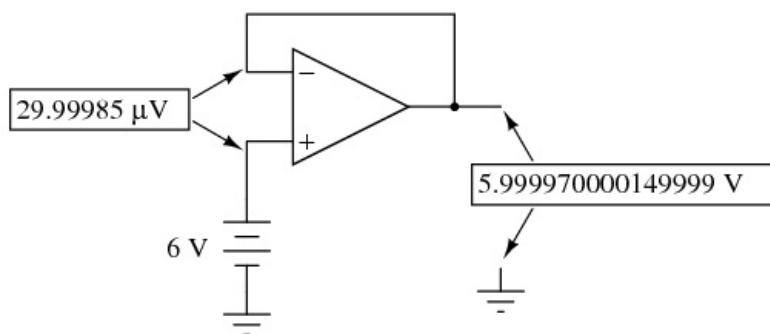


Figure 249: amplificator operațional cu reacție negativă; diferența de tensiune dintre cele două intrări este foarte aproape de zero volți

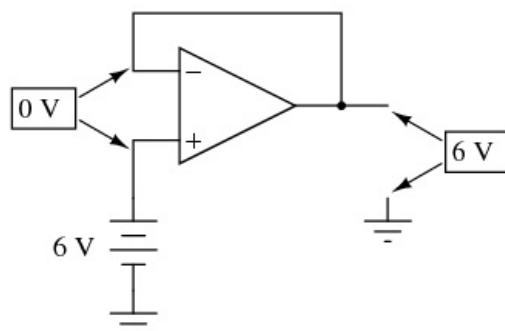


Figure 250: aproximarea efectelor unui amplificator operațional cu reacție negativă

Un mare avantaj al utilizării AO cu reacție negativă este că valoarea amplificării în tensiune nu este importantă, atâta timp cât este foarte mare. Dacă amplificarea diferențială ar fi fost 250.000 în loc de 200.000, atunci tensiunea de ieșire ar fi și mai apropiată de valoarea V_{intrare} . În circuitul prezentat însă, tensiunea de ieșire ar fi (din punct de vedere practic) și în acest caz egală cu tensiunea de la intrarea neînversoare. Amplificările AO, prin urmare, nu trebuie să fie foarte precise din fabricație pentru a putea fi folosite cu succes în circuitele electronice. Circuitul de mai sus va urma pur și simplu semnalul la intrare, cu o amplificare stabilă de 1. Reîntorcându-ne la modelul amplificatorului operațional, putem să ne imaginăm AO ca fiind o sursă de tensiune variabilă controlată de un *detector de nul* extrem de sensibil. „Potențiometru” din interiorul AO ce crează o tensiune variabilă, se va deplasa spre orice poziție este nevoie, astfel încât să „balanseze” intrările inversoare și neînversoare iar căderea de tensiune pe detectorul de nul, ca urmare a acestui fapt, să fie zero (indicația detectorului de nul = 0).

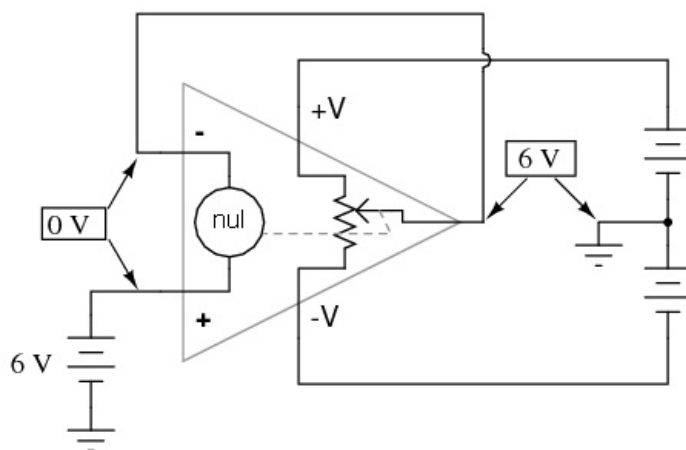


Figure 251: amplificator operațional cu reacție negativă - analogie detector de nul și potențiometru

Peria potențiometrului se va mișca astfel încât tensiunea de ieșire să ducă acul indicator al detectorului de nul la zero volți. Tensiune de ieșire va fi egală cu tensiunea de intrare, 6 V în acest caz. Dacă tensiunea de intrare se modifică, potențiometru din interiorul AO își va modifica poziția astfel încât detectorul de nul să fie echilibrat (0 V). Rezultatul este o tensiune de ieșire aproximativ egală cu cea de intrare.

Acest lucru este valabil pentru întregul domeniu de tensiuni pe care AO îl poate susține la ieșire. Cu o sursă de putere de $+15\text{V}/-15\text{V}$, și un amplificator ideal ce poate amplifica tensiunea de la intrare între aceste limite maxime, ieșirea AO va „urma” tot timpul intrarea sa între -15 V și $+15 \text{ V}$. Din acest motiv, circuitul de mai sus poartă numele de *repetor de tensiune*. Amplificarea în tensiune este 1 pentru această configurație, impedanța de intrare mare, cea de ieșire mică și un factor de amplificare în curent mare. Trebuie menționat faptul că multe AO nu pot genera la ieșire căderi de tensiune exact cât tensiunea de alimentare. Tensiunea de ieșire a modelului 741, de exemplu, la saturație, este mai mică cu un volt pe partea pozitivă ($+V$), și cu doi volți pe partea negativă ($-V$). Astfel, cu o sursă de tensiune duală de $+15\text{V}/-15 \text{ V}$, ieșirea unui AO poate fi maxim $+14 \text{ V}$ și minim -13 V (cu aproximare), dar nu poate crește mai mult de atât datorită metodei de confecționare al AO. Aceste două limite sunt cunoscute sub numele de *tensiunea pozitivă de saturație*, respectiv *tensiunea negativă de saturație*. Alte AO, precum modelul 3130, ce folosesc tranzistori cu efect de câmp pe etaj de ieșire, pot urma tensiunea de alimentare cu o aproximație de câțiva milivolți, în ambele părți. Practic, tensiunile de

saturație pozitivă, respectiv negativă, sunt egale cu tensiunile de alimentare.

6.5 Reacția prin divizor de tensiune

Dacă adăugăm un divizor de tensiune la reacția negativă, astfel încât doar o *fracțiune* din tensiunea de ieșire este reintrodusă la intrarea inversoare, și nu întreaga valoare, tensiunea de ieșire va fi un *multiplu* al tensiunii de intrare. Din nou, pentru simplitate, conexiunile alimentării în c.c. a AO au fost omise. Toate tensiunile au ca și referință punctul de masă (0 V).

6.5.1 Sursa de semnal conectată la intrarea neinversoare (+)

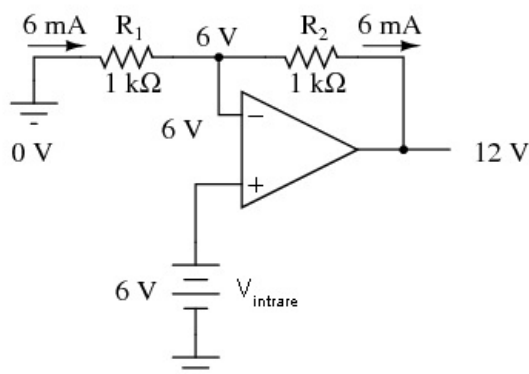


Figure 252: amplificator operațional cu reacție negativă divizată

Dacă R_1 și R_2 sunt egale, iar tensiunea de intrare este de 6 V, AO va genera o cădere de tensiune necesară pentru menținerea unei tensiuni de 6 V pe R_1 (asfel încât tensiunea la intrarea inversoare să fie egală cu 6 V, iar diferența de tensiune dintre cele două intrări să fie egală cu zero). Cu un raport al divizorului de tensiune R_1 - R_2 de 2:1, acest lucru va necesita o tensiune de 12 V la ieșirea AO.

O altă metodă de analiză a acestui circuit constă în calcularea amplitudinii și direcției curentului prin R_1 , cunoscând tensiunea pe fiecare parte (și prin urmare pe R_1), și rezistența rezistorului R_1 . Din moment ce partea stângă a rezistorului R_1 este conectată la masă (0 V), iar partea dreaptă are un potențial de 6 V (datorită reacției negative ce menține tensiune acelui punct egală cu $V_{intrare}$), putem vedea că avem 6 V la bornele lui R_1 . Acest lucru înseamnă un curent de 6 mA prin R_1 , de la stânga la dreapta. Deoarece știm că ambele intrări ale AO au impedențe foarte mari, putem afirma că, curentul prin acestea este zero, și nu se comportă precum un divizor de curent în punctul de conectare cu divizorul de tensiune. Cu alte cuvinte, putem considera că R_1 și R_2 sunt conectate în serie: toți electronii ce trec prin R_1 ajung în R_2 . Cunoscând curentul prin R_2 și rezistența lui R_2 , putem calcula căderea de tensiune la bornele acestui rezistor (6 V) și polaritatea acestuia. Calculând tensiunea totală dintre punctul de masă (0 V) la dreapta rezistorului R_2 , ajungem la o valoare de 12 V.

Dacă ne uităm pe desenul precedent, ne putem întreba „unde anume se duce curentul de 6 mA”. Figura de mai sus nu prezintă întregul drum, dar în realitate, acest curent vine de la sursa de putere de c.c., trece prin masă, R_1 , R_2 , prin ieșirea AO și înapoi la borna pozitivă a sursei. Utilizând modelul AO - potențiomtru/detector de nul, calea curentului arată astfel:

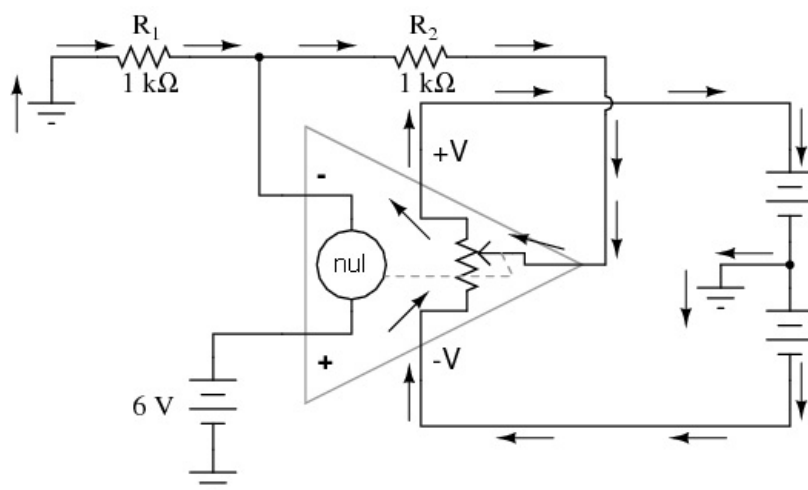


Figure 253: modelul amplificator - potențiomtru/detector de nul; calea curentului prin circuit

Sursa de semnal de 6 V nu trebuie să furnizeze niciun curent în circuit: aceasta doar comandă amplificatorului operațional echilibrul de tensiune dintre cele două intrări, iar ca urmare a acestui fapt, AO produce la ieșire o tensiune de două ori mai mare decât tensiunea de semnal datorită reacției divizate a celor doi rezistori de 1 kΩ.

Putem modifica factorul de amplificare în tensiune al acestui circuit, prin simpla modificare a valorilor celor doi rezistori. Amplificarea poate fi calculată astfel:

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} + 1$$

Figure 254: formula de calcul a amplificării în tensiune al amplificatorului operațional cu reacție negativă divizată

Se poate observa că amplificarea unui astfel de amplificator nu poate să scadă sub valoarea 1. Dacă ar fi să coborâm valoarea lui R_2 la zero ohmi, circuitul rezultat ar fi identic cu repetorul de tensiune, unde ieșirea este conectată direct la intrarea inversoare. Această amplificare poate fi mărită mult peste 1, prin creșterea valorii rezistorului R_2 față de R_1 .

Polaritatea tensiunii de ieșire este aceeași cu cea a tensiunii de intrare. O tensiune pozitivă de intrare înseamnă o tensiune pozitivă de ieșire, și invers (față de masă). Din acest motiv, acest circuit poartă numele de *amplificator neinversor*.

6.5.2 Sursa de semnal conectată la intrarea inversoare (-)

Să reluăm circuitul de mai sus, dar de data aceasta să aplicăm tensiunea de intrare în altă parte:

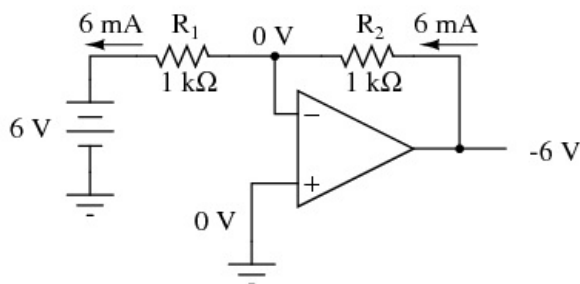


Figure 255: amplificator operațional cu reacție negativă divizată

Prin conectarea la masă a intrării neinversoare, reacția negativă de la ieșire va încerca să mențină tensiunea intrării inversoare la 0 V. Din acest motiv, intrarea inversoare, în acest circuit, poartă numele de *masă virtuală* (având un potențial de 0 V, dar nefiind conectată direct la masă). Tensiunea de intrare este aplicată de această dată din stânga divizorului de tensiune R_1 - R_2 ($= 1 \text{ k}\Omega$). Prin urmare, tensiune de ieșire trebuie să ia valoarea de -6 V pentru echilibrarea punctului de mijloc la potențialul masei (0 V). Folosind metodele amplificatorului neinversor, putem analiza funcționarea circuitului prin determinarea amplitudinilor și direcțiilor curenților.

Din nou, putem modifica amplificarea în tensiune a circuitului prin modificarea valorilor rezistorilor R_1 și R_2 . Amplificarea poate fi calculată cu următoarea formulă:

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1}$$

Figure 256: formula de calcul a amplificării în tensiune al amplificatorului operațional cu reacție negativă divizată

De această dată, amplificarea în tensiune a circuitului *poate* fi sub 1, depinzând doar de raportul valorilor celor doi rezistori. Polaritatea ieșirii este tot timpul opusă polarității tensiunii de intrare. O tensiune de intrare pozitivă înseamnă o tensiune de ieșire negativă, și invers (față de pământ). Din acest motiv, acest circuit este cunoscut sub numele de *amplificator inversor*. Semnul „-” din formula de mai sus scoate în evidență această inversare a polarităților.

Asfel de circuite studiate mai sus sunt folosite pentru efectuarea operațiilor matematice de înmulțire și împărțire în circuitele analogice ale calculatoarelor.

6.6 Amplificatorul tensiune-curent

În circuitele de instrumentație, semnalele de c.c. sunt folosite adesea pentru reprezentarea analogică a unei mărimi fizice precum temperatura, presiunea, greutatea și mișcarea. De obicei se preferă utilizarea semnalelor de *curent* și nu a celor de *tensiune*, deoarece semnalele de curent sunt egale prin întreaga buclă a circuitului serie, de la sursă (aparatură de măsură) până la sarcină (indicator, controler), pe când semnalele de tensiune în circuitele paralel pot varia de la un capăt la celălalt datorită pierderilor rezistive din fire. Mai mult, instrumentele de măsură ale curentului posedă în general o impedanță mică de intrare, pe când instrumentele de măsură ale tensiunii au impedanțe mari de intrare; acest lucru înseamnă că cele de curent au o imunitate crescută față de zgometul electric.

Pentru a putea folosi curentul ca și metodă de reprezentare a mărimilor fizice, trebuie să putem genera o cantitate precisă de curent în circuitul de semnal. Dar cum putem genera o cantitate precisă de curent dacă nu cunoaștem rezistența buclei de circuit.

Răspunsul constă în utilizarea unui amplificator cu scopul menținerii curentului prin circuit la o valoare prestabilită, aplicând o cădere de tensiune mai mică sau mai mare pentru îndeplinirea acestui obiectiv. Un astfel de amplificator se comportă precum o *sursă de curent*. Un AO cu reacție negativă este o soluție foarte bună pentru această problemă:

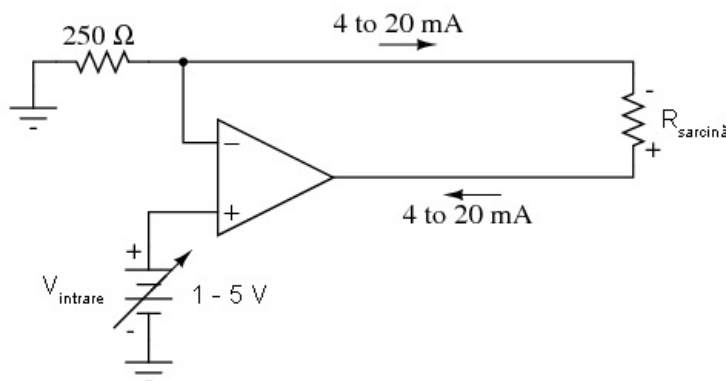


Figure 257: amplificator operațional cu reacție negativă

Se presupune că tensiunea de intrare a acestui circuit este generată de un circuit traductor/amplificator, calibrat pentru producerea valorii de 1 V pentru 0% din mărimea de măsurat și 5 V pentru 100% din valoarea mărimii de măsurat. Semnalul de curent analog standar este între 4 mA (0%) și 20 mA (100%). Pentru o tensiune de intrare de 5 V, rezistorul (de precizie) de 250 Ω va avea o cădere de tensiune de 5 V la bornele sale, rezultând un curent de 20 mA prin bucla circuitului (incluzând rezistorul de sarcină, $R_{sarcina}$). Nu contează rezistența rezistorului $R_{sarcina}$, sau cât rezistența adițională este prezentă în circuit datorită conductorilor, atâta timp cât AO are o sursă de putere suficient de mare pentru generarea celor 20 mA prin $R_{sarcina}$. Rezistorul de 250 Ω stabilește relație dintre tensiunea de intrare și curentul de ieșire, ducând în acest caz la echivalența 1-5 V intrare / 4-20 mA ieșire.

Acest circuit mai este cunoscut și sub numele de *amplificator de transconductanță*. În electronică, transconductanța este raportul dintre variația curentului și variația tensiunii ($\Delta I / \Delta V$), și se măsoară în Siemens, aceeași unitate de măsură pentru exprimarea conductanței, reciproca matematică a rezistenței. În acest circuit, valoarea raportului de transconductanță este fixată de către valoarea de 250Ω a rezistorului, asigurând o relație linieră curent-ieșire/tensiune-intrare.

6.7 Circuite sumatoare și de mediere

Dacă luăm trei rezistori egali și conectăm unul din capetele fiecăruia dintre ei la un punct comun și aplicăm apoi trei tensiuni de intrare, câte o tensiune pe fiecare din capetele libere ale rezistorilor, tensiunea văzută la punctul comun reprezintă *media* matematică a celor trei.

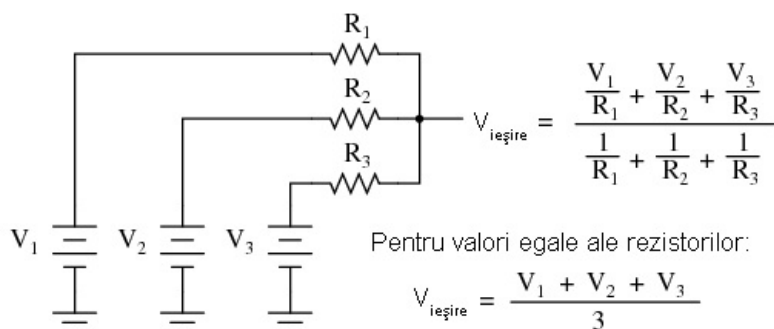


Figure 258: circuit rezistiv de mediere a tensiunilor de intrare

Acest circuit nu este altceva decât o aplicație practică a teoremei lui Millman:

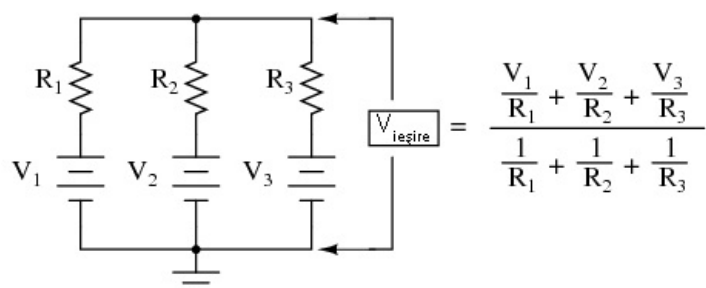


Figure 259: circuit rezistiv de mediere a tensiunilor de intrare conform teoremei lui Millman

Dacă luăm un *circuit de mediere pasiv* și îl folosim la intrarea unui AO cu un factor de amplificare de 3, putem transforma această funcție de mediere într-o funcție de *adunare*. Rezultatul este un circuit *sumator neinvertor*:

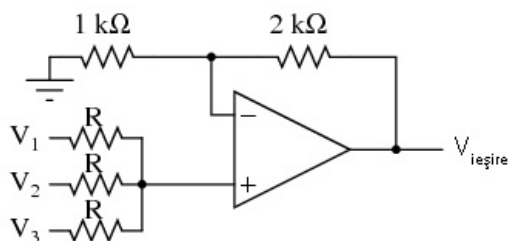


Figure 260: circuit sumator neinvertor

Cu un divizor de tensiune a cărui raport este $2 \text{ k}\Omega / 1 \text{ k}\Omega$, circuitul amplificator neinvertor va avea o amplificare în tensiune de 3. Având ca și intrare media celor trei tensiuni $((V_1 + V_2 + V_3) / 3)$, prin circuitul de mediere pasiv, și înmulțind această medie cu 3, ajungem la o tensiune de ieșire egală cu *suma* celor trei tensiuni de intrare $(V_1 + V_2 + V_3)$.

$$V_{ieșire} = 3 \cdot \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3}$$

$$V_{ieșire} = V_1 + V_2 + V_3$$

Figure 261: formule matematice

Același lucru este realizabil și cu un AO invertor, folosind un circuit de mediere pasiv ca și componentă a circuitului de reacție negativă. Rezultatul este cunoscut sub numele de *circuit sumator invertor*:

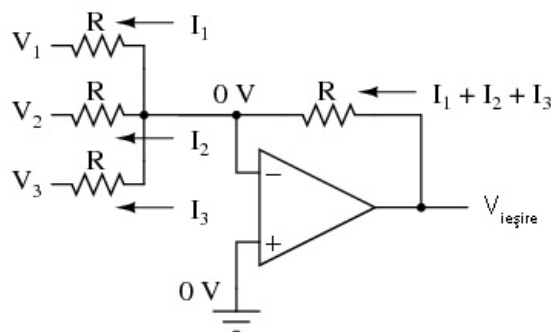


Figure 262: circuit sumator inversor

Acum, cu partea dreaptă a circuitului de mediere pasiv conectată la punctul de masă virtual al intrării inversoare, teorema lui Millman nu se mai poate aplica precum înainte. Tensiunea masei virtuale este menținută la valoarea de 0 V de către reacția negativă a AO, pe când înainte, această valoare putea să oscileze spre valoarea medie a celor trei tensiuni, V_1 , V_2 , V_3 . Totuși, fiindcă valorile rezistorilor sunt egale între ele, curentul prin fiecare dintre cei trei va fi proporțional cu valoarea tensiunii de intrare a fiecărui rezistor. Din moment ce curentul la nodul comun va fi *suma* celor trei curenți, acest curent total prin rezistorul de reacție va produce o tensiune de ieșire egală cu suma celor trei tensiuni, cu polaritate inversă, de aici și denumirea de sumator *inversor*: $V_{ieșire} = -(V_1 + V_2 + V_3)$

6.8 Realizarea unui amplificator diferențial

Un aplicator fără reacție negativă este deja un amplificator diferențial, amplificând diferența de tensiune dintre cele două intrări. Totuși, factorul său de amplificare nu poate fi controlat și este de obicei prea mare pentru oricare aplicație practică. Folosirea reacției negative în circuitele cu AO a dus la „pierdere” unei intrări, amplificatorul rezultat putând fi folosit doar pentru amplificarea unui singur semnal de intrare. Putem însă construi un circuit cu AO, menținând ambele intrări, dar cu un factor de amplificare controlat de elemente (rezistori) externe.

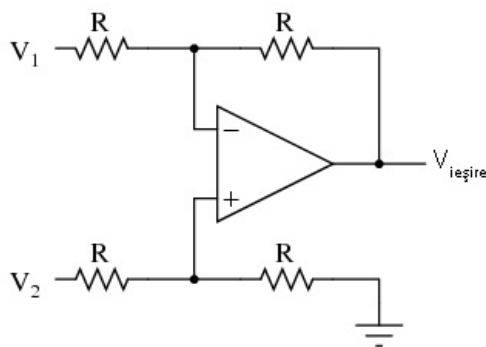


Figure 263: amplificator diferențial folosind un AO cu divizoare de tensiune pe cele două intrări

Dacă valorile tuturor rezistorilor sunt egale, acest amplificator va avea o amplificare diferențială a tensiunii de 1. Analiza acestui circuit este practic identică cu cea a unui amplificator inversor, cu diferența că tensiunea pe intrarea neinversoare (+) a AO este egală cu o fracțiune din V_2 , și nu este conectată la masă cum era cazul amplificatorului inversor. Prin urmare, V_2 reprezintă semnalul pe intrarea neinversoare, iar V_1 reprezintă semnalul pe intrarea inversoare.

$$V_{ieșire} = V_2 - V_1$$

Dacă dorim realizarea unei amplificări diferențiale de tensiune diferită de 1, va trebui să ajustăm valorile *ambelor* divizoare de tensiune. Acest lucru necesită multiple schimbări ale rezistorilor și echilibrarea celor doi divizori de tensiune pentru funcționarea simetrică a circuitului, ceea ce nu este foarte practic.

O altă limitare a acestui circuit este faptul că impedanțele sale de intrare sunt mici în comparație cu alte configurații cu AO, în special amplificatorul neinversor (cu o singură intrare). Fiecare sursă de tensiune de intrare trebuie să genereze curenți prin rezistori, ceea ce contribuie la o impedanță mult mai mică decât impedanța de intrare a unui AO „pur”. Soluția la această problemă, din fericire, este destul de simplă. Tot ceea ce trebuie să facem este să trecem fiecare semnal de intrare printr-un repetor de tensiune, astfel:

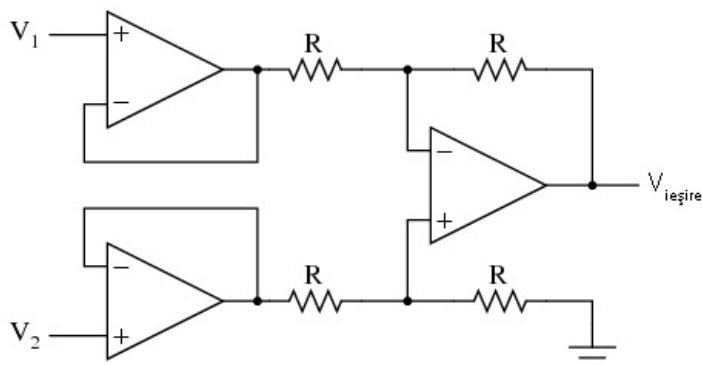


Figure 264: amplificator diferențial folosind trei amplificatoare operaționale

De data aceasta, semnalele de intrare V_1 și V_2 sunt conectate direct la intrările celor două AO repetitoare de tensiune, rezultând o impedanță foarte mare de intrare. Cele două AO din stânga sunt folosite pentru generarea curentului (prin intermediul unei surse de tensiune de c.c. exterioare) necesar prin rezistori în locul surselor de tensiune de la intrare.

6.9 Amplificatorul de instrumentație

După cum am spus și în secțiunea precedentă, este de dorit modificarea factorului de amplificare al circuitului fără a schimba mai mult de un rezistor, așa cum era cazul exemplului precedent. Această posibilitatea se poate realiza cu ajutorul amplificatorului de instrumentație:

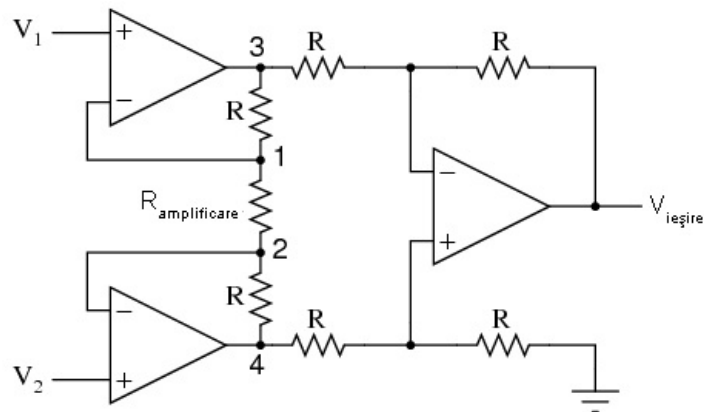


Figure 265: amplificatorul de instrumentație

Circuitul este construit din două amplificatoare diferențiale și trei rezistori ce conectează cele două amplificatoare împreună. Considerăm că toți rezistorii din circuit sunt egali, cu excepția rezistorului $R_{\text{amplificare}}$. Reacția negativă a AO din stânga sus duce tensiunea din punctul 1 (deasupra lui $R_{\text{amplificare}}$) la o valoare egală cu V_1 . Asemănător, tensiunea la punctul 2 (sub $R_{\text{amplificare}}$) este menținută la o valoare egală cu V_2 . Caderea de tensiune la bornele lui $R_{\text{amplificare}}$ va fi egală cu diferența de tensiune dintre V_1 și V_2 . Această cădere de tensiune duce la apariția unui curent prin $R_{\text{amplificare}}$, și din moment ce curentul prin buclele de reacție a celor două amplificatoare este zero, curentul prin $R_{\text{amplificare}}$ trebuie să fie egal cu valoarea curentului prin cele două rezistoare R din imediata sa vecinătate. Căderea de tensiune între punctele 3 și 4 va fi prin urmare egală cu:

$$V_{3-4} = (V_2 - V_1)(1 + 2R / R_{\text{amplificare}})$$

Amplificatorul diferențial din dreapta va amplifica această cădere de tensiune dintre punctele 3 și 4 cu un factor de 1 (presupunând că valorile tuturor rezistorilor R sunt egale). Deși modul de realizare al acestui AO pare greoi, avantajul constă în impedanțele de intrare extrem de mari pentru V_1 și V_2 , iar amplificarea se poate ajusta prin variația valorii unui singur rezistor. Din formula de mai sus reiese și factorul de amplificare în tensiune al unui amplificator de instrumentație:

$$A_V = (1 + 2R / R_{\text{amplificare}})$$

Cea mai mică amplificare posibilă cu ajutorul configurației de mai sus este 1, atunci când $R_{\text{amplificare}}$ este deschis (rezistența infinită).

6.10 Circuite de derivare și integrare

Prin introducerea reactanței electrice în buclele de reacție ale amplificatoarelor operaționale, ieșirea acestora va depinde de variația tensiunii de intrare cu *timpul*. Folosind nomenclatura analizei matematice, *integratorul* produce o tensiune de ieșire proporțională cu produsul dintre tensiunea de intrare și timp; *derivatorul* produce o tensiune de ieșire proporțională cu variația tensiunii de intrare (dv / dt).

Putem construi un circuit cu AO ce măsoară variația de tensiune prin determinarea curentului printr-un condensator; tensiunea de ieșire va fi proporțională cu valoarea acelui curent:

6.10.1 Circuit de derivare

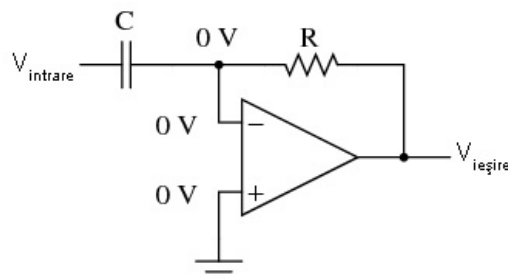


Figure 266: circuit de derivare

Partea dreaptă a condensatorului este menținută constantă la o tensiune de 0 V, datorită efectului „masei virtuale”. Prin urmare, curentul „prin” condensator se datorează doar *variației* tensiunii de intrare. O tensiune constantă nu va duce la apariția unui curent prin C , ci doar o tensiune de intrare *variabilă*.

Curentul condensatorului va trece și prin rezistorul de reacție, producând o cădere de tensiune la bornele sale, tensiune ce este egală cu tensiunea de ieșire. O variație liniară și pozitivă a tensiunii de intrare va rezulta într-o tensiune negativă la ieșirea AO, și invers. Această inversare a polarității se datorează faptului că semnalul de intrare este trimis la intrarea inversoare a AO, iar acesta se comportă precum un amplificator inversor. Cu cât variația tensiunii de la intrare este mai mare (negativă sau pozitivă), cu atât tensiunea de la ieșire va fi mai mare.

Formula pentru determinarea tensiunii de ieșire a derivatorului este următoarea:

$$V_{\text{ieșire}} = -RC \frac{dv_{\text{intrare}}}{dt}$$

Figure 267: formula pentru determinarea tensiunii de ieșire a derivatorului

Pe lângă utilizarea acestor circuite ca și funcție matematică de derivare în calculatoarele numerice, acestea se folosesc ca și indicatoare de variație a mărimilor în instrumentație. O astfel de aplicație include monitorizarea (sau controlul) ratei de variație a temperaturii într-un furnal, unde o creștere sau scădere prea bruscă a temperaturii poate crea probleme. Tensiunea de c.c. produsă de circuitul integrator poate fi folosită pentru acționarea unui comparator, ce ar putea activa o alarmă sau ar putea controla rata de variație, dacă aceasta depășește o anumită valoare prestabilită.

6.10.2 Circuit de integrare

În acest caz, AO va genera la ieșire o tensiune proporțională cu amplitudinea și durata de timp în care semnalul a deviat de la valoarea de 0 V. Altfel spus, un semnal de intrare constant va genera o anumită *variație* a tensiunii de ieșire: inversul derivatorului. Pentru a realiza acest lucru, trebuie doar să inversăm locul rezistorului cu cel al condensatorului din circuitul precedent:

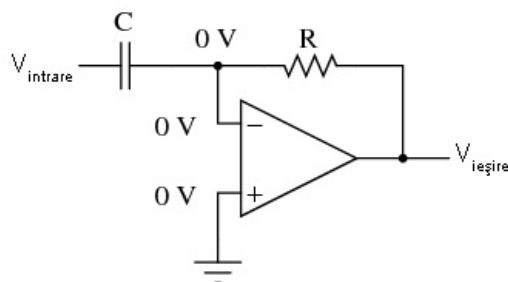


Figure 268: circuit de integrare

Ca și în cazul precedent, AO asigură faptul că intrarea inversoare va fi menținută la o tensiune de 0 V (masa virtuală). Dacă tensiunea de intrare este exact 0 V, nu va exista curent prin rezistor, condensatorul nu se va încărca, și prin urmare, tensiunea de ieșire nu se va modifica. Nu putem garanta valoarea tensiunii de la ieșire față de masă în această situație, dar putem afirma că aceasta va fi *constantă*.

Totușim, dacă aplicăm o tensiune constantă și pozitivă la intrare, tensiunea de ieșire va scădea spre negativ, într-un mod liniar, în încercarea de a produce o variație de tensiune pe condensator necesară menținerii curentului stabilit datorită diferenței de tensiune la bornele rezistorului. Invers, o tensiune constantă și negativă va duce la apariție unei variații de tensiune liniară și pozitivă la ieșire. Rata de variație a tensiunii de ieșire este proporțională cu valoarea tensiunii de intrare.

Formula de determinare a tensiunii de ieșire a integratorului este următoarea:

$$\frac{dv_{ieșire}}{dt} = - \frac{V_{intrare}}{RC}$$

sau

$$V_{ieșire} = \int_0^t - \frac{V_{intrare}}{RC} dt + c$$

Figure 269: formula de calcul a tensiunii de ieșire a integratorului

unde,

c = tensiunea de ieșire inițială (t = 0)

O aplicație a acestui circuit ar fi menținerea expunerii totale la radiație, sau dozajul, în cazul în care tensiunea de intrare ar fi conectată la un detector electronic de radiație. Un circuit integrator trebuie să ia în calcul atât intensitatea radiației (amplitudinea tensiunii de intrare) cât și timpul de expunere, generând o tensiune de ieșire ce reprezintă expunerea totală suferită.

Circuitul de integrare poate fi folosit și pentru integrarea unui semnal ce reprezintă curgerea unui lichid, producând la ieșire un semnal ce reprezintă cantitatea totală de lichid ce a trecut printr-un anumit punct, într-o anumită perioadă de timp.

6.11 Reacția pozitivă

Spre deosebire de reacția negativă, ce conectează ieșirea amplificatorului la intrarea sa inversoare (-), *reacția pozitivă* introduce semnalul de ieșire al AO la intrarea sa neinversoare (+), astfel:

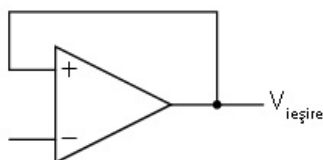


Figure 270: amplificator operațional cu reacție pozitivă

6.11.1 Circuitul bistabil

Intrarea inversoare nu este conectată la bucla de reacție, prin urmare, se poate aplica o tensiune externă pe aceasta. Să vedem pentru început efectele conectării intrării inversoare la masă (0 V):

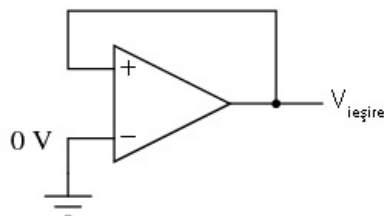


Figure 271: amplificator operațional cu reacție pozitivă; intrarea inversoare conectată la masă

În acest caz, tensiunea de ieșire va depinde de amplitudinea și de polaritatea tensiunii intrării neinversoare. Dacă această tensiune este pozitivă, ieșirea AO va fi și ea pozitivă, ducând la saturația pozitivă a amplificatorului ca urmare a reacției pozitive pe intrarea neinversoare. Pe de altă parte, dacă tensiunea intrării neinversoare pornește de la o valoare negativă, AO se va satura negativ. Ceea ce avem în cazul de față poartă numele de *circuit bistabil*, și anume stabil într-una dintre cele două stări (saturat pozitiv sau saturat negativ). După atingerea uneia dintre aceste stări, circuitul tinde să rămână în acea stare, nemodificat. Pentru aducerea circuitului dintr-o stare în cealaltă, este necesară aplicarea unei tensiuni de aceeași polaritate pe intrarea inversoare (-), dar de o amplitudine mai mare. De exemplu, dacă circuitul este saturat pozitiv la +12 V, va fi necesară o tensiune pe intrarea inversoare de cel puțin +12 V pentru ca AO să intre în saturație negativă. Prin urmare, un AO cu reacție pozitivă tinde să rămână în starea în care se află deja. Tehnic, acest lucru este cunoscut sub numele de *histerezis*.

6.11.2 Comparator cu histereză

După cum am mai văzut, comparatoarele pot fi utilizate pentru producerea unei unde dreptunghiulare folosind orice tip de undă periodică (sinusoidală, triunghiulară, dinte de fierăstrău, etc.) pe intrare. Dacă forma de undă în c.a. este pură, un comparator simplu este suficient pentru realizarea acestei transformări:

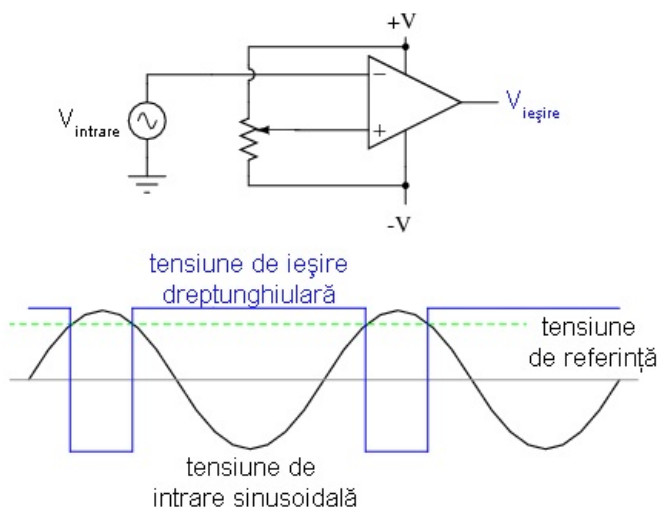


Figure 272: comparator cu amplificator diferențial

Pe de altă parte, dacă semnalul de intrare conține zgomot, ce cauzează creșterea sau descreșterea semnificativă a amplitudinii în decurs de o perioadă, ieșirea unui astfel de comparator poate varia neașteptat:

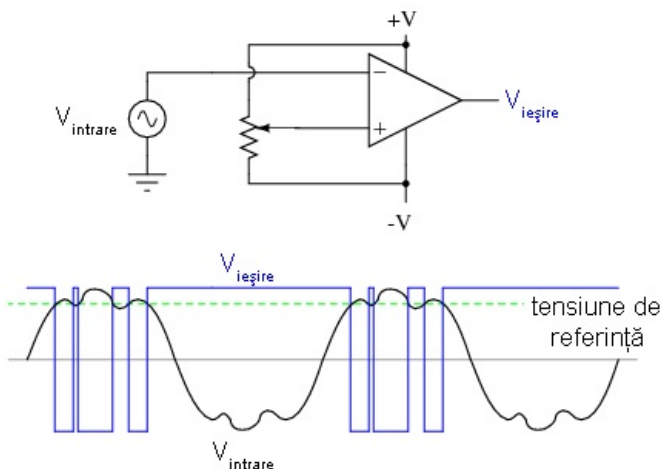


Figure 273: comparator cu amplificator diferențial

Ori de câte ori există o tranziție a semnalului de intrare prin semnalul de referință, indiferent cât de mică ar fi, ieșirea comparatorului își va modifica starea.

Dacă adăugăm o mică reacție pozitivă circuitului comparator, vom introduce histereză în circuit. Această histereză va determina rămânerea circuitului în starea sa actuală, modificându-și starea doar dacă amplitudinea tensiunii de intrare în c.a. suferă o modificare *majoră*.

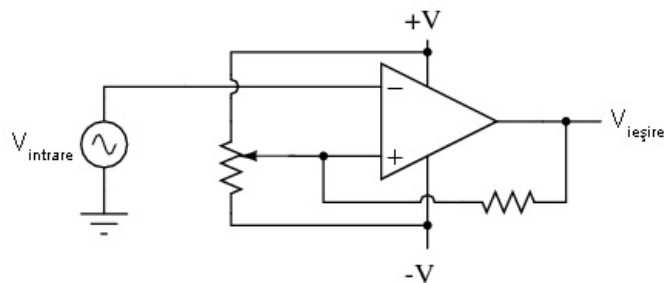


Figure 274: comparatorul cu histereză

Acest rezistor de reacție crează o referință duală pentru circuitul comparator. Tensiunea aplicată la intrarea neinversoare (+) ca și referință pentru comparația tensiunii de c.a., depinde de valoarea tensiunii de ieșire a AO. Când ieșirea AO este saturată pozitiv, tensiune de referință pe intrarea neinversoare va fi mai pozitivă decât înainte. Invers, când ieșirea AO este saturată negativ, tensiunea de referință a intrării neinversoare va fi mai negativă decât înainte. Rezultatul poate fi transpus pe un grafic, astfel:

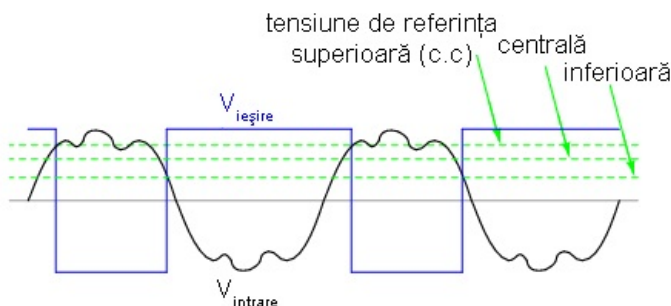


Figure 275: comparatorul cu histereză; formele de undă de la intrare și ieșire

Când ieșirea AO este saturată pozitiv, tensiunea de referință va fi cea superioară; ieșirea nu va fi saturată pozitiv decât dacă intrarea de c.a. crește *peste* această referință superioară. Invers, când AO este saturat negativ, tensiunea de referință luată în considerare este cea inferioară; ieșirea nu va crește spre saturație pozitivă decât dacă intrarea de c.a. scade *sub* nivelul de referință inferioară. Rezultatul este un semnal de ieșire dreptunghiular curat, în ciuda existenței unor distorsiuni mari ale semnalului de intrare de c.a. Pentru ca ieșirea comparatorului să sară de la o stare la alta (lucru nedorit), este nevoie ca diferența dintre amplitudinile semnalului de intrare să fie cel puțin la fel de mare precum diferența dintre tensiunile de referință superioară și inferioară.

6.11.3 Circuite oscilatoare

Un *oscilator* este un dispozitiv ce produce o tensiune de ieșire alternativă sau pulsatorie. Tehnic, este cunoscut sub numele de dispozitiv *astabil*: nu posedă o ieșire stabilă.

Să vedem un circuit oscilator cu AO și reacție pozitivă:

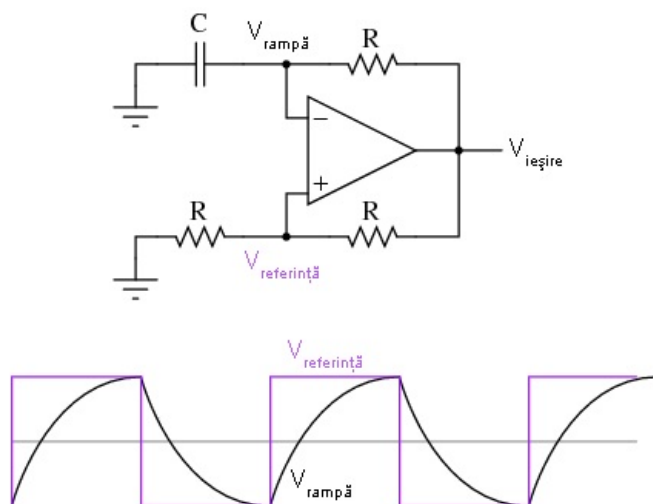


Figure 276: circuit oscilator cu amplificator operațional și reacție pozitivă

Când ieșirea este saturată pozitiv, $V_{\text{referință}}$ va fi pozitivă, iar condensatorul se va încărca în direcția pozitivă. Când $V_{\text{rampă}}$ este mai mare decât $V_{\text{referință}}$ (chiar și cu o valoare foarte mică), ieșirea se va satura negativ, iar condensatorul se va încărca în direcția (polaritatea) opusă. Oscilația are loc datorită faptului că reacția negativă este instantanee iar reacția pozitivă este întârziată (printr-o constantă de timp RC). Frecvența acestui oscilator poate fi setată prin variația mărimii oricărui component.