

CIRCUITE DE CONDIȚIONARE A SEMNALELOR

Autor: Conf.dr.ing. Constantin Harja

II.3.3. AMPLIFICATOARE CU IZOLARE GALVANICĂ

II.3.3.1. Principiul de construcție și funcționare

AI fără izolare galvanică asigură rejecția tensiunilor de mod comun specifice semnalelor interne SAPD, care sunt predictibile și se pot încadra în parametrii de funcționare ai AI. În cazul tensiunilor parazite exterioare, acestea atingând valori de kV sunt necesare AI cu izolare galvanică (AIG).

AIG prezintă un etaj de intrare și unul de ieșire, izolate galvanic între ele, pentru ca acestea să poată fi conectate la puncte de masă cu potențiale mult diferite între ele. Transmiterea informației între cele două părți separate galvanic ale AIG se poate realiza prin *câmp magnetic*: cuplaj prin transformator sau *optic*: cuplaj prin optocuplor. Totodată, celor două părți separate galvanic trebuie să li se transmită și energie de alimentare, care se realizează de regulă prin transformator izolator.

Schema de principiu a unui AIG este reprezentată în Fig.II.12, de unde se poate observa existența a trei blocuri distincte, izolate galvanic între ele:

- (1), constituit din amplificatorul de intrare, A.IN și blocul de alimentare de la intrare, BA.IN;
- (2), constituit din amplificatorul de ieșire, A.OUT și blocul de alimentare de la ieșire, BA.OUT;
- (3), constituit dintr-o sursă de curent continuu, E și un oscilator care transmite, prin intermediul transformatorului TR, energie de alimentare blocurilor BA.IN și BA.OUT, asigurându-se separarea galvanică și din acest punct de vedere.

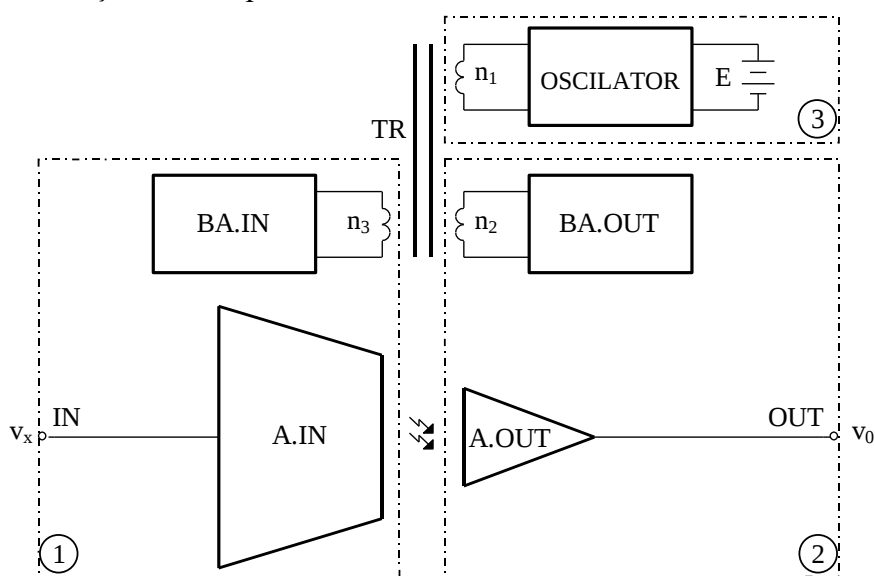


Fig.II.12. Schema de principiu a amplificatorului cu izolare galvanică.

Soluțiile tehnice pentru transmiterea a informației de măsurare între A.IN și A.OUT sunt:

- modularea în durată sau în frecvență a unor impulsuri, cu semnalul de intrare și transmiterea acestora către A.OUT prin transformator sau prin cuplaj optic;
- modularea în amplitudine a unor purtătoare sinusoidale, cu semnalul de intrare și transmiterea lor către A.OUT prin transformator;
- transmiterea nemodulată a semnalului de intrare, amplificat în prealabil cu A.IN, către A.OUT

prin cuplaj optic.

Izolația dintre cele trei blocuri este proiectată să reziste la tensiunile:

- între blocul (1) și blocurile (2) sau (3): 2...5 kV;
- între blocul (2) și blocul (3): 0,3...1 kV.

Impedanța de izolație dintre cele 3 blocuri reprezintă o rezistență de izolație în paralel cu o capacitate parazită, cu valoarea tipică de $10^{12}\Omega || 10\text{-}15\text{ pF}$. Ca urmare, la AIG, pe lângă RPMC se mai definește și *raportul de rejecție al modului de izolare*, RRMI, care exprimă cantitativ efectul tensiunilor care apar pe izolația dintre blocuri:

$$RRMI = 20\lg \frac{\text{tensiunea aplicată izolației}}{\text{tensiunea rezultată la ieșire}} \text{ [dB]}. \quad (\text{II.43})$$

Diferența dintre modul de acțiune al tensiunii de mod comun și al celei aplicate izolației, cât și evaluarea RPMC și RRMI sunt ilustrate în Fig.II.13.

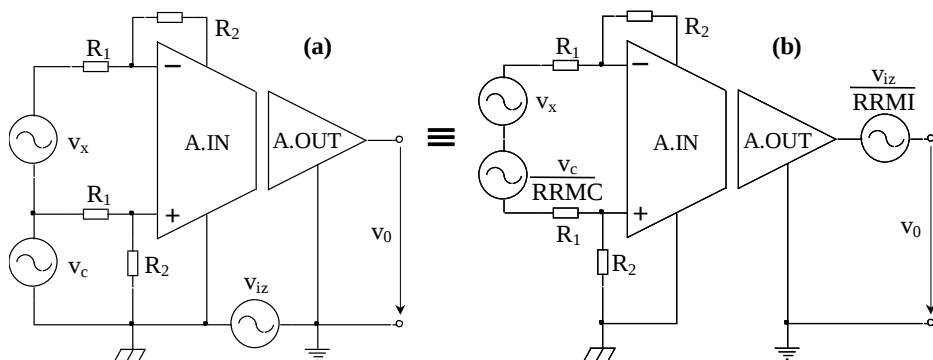


Fig.II.13. Ilustrarea definiției pentru RPMC și pentru RRMI.

Conform Fig.II.13, tensiunea de ieșire este dată de următoarea relație:

$$v_0 = \left(v_x + \frac{v_c}{RPMC} \right) \frac{R_2}{R_1} + \frac{v_{iz}}{RRMI}. \quad (\text{II.44})$$

II.3.3.2. AIG cu modulare în durată și cuplaj prin transformator

În Fig.II.14 este reprezentată schema de principiu a unui AIG, funcționând pe principiul modulării impulsurilor în durată, care utilizează un singur transformator de cuplaj atât pentru transmiterea energiei de alimentare, cât și pentru transmiterea informației de măsurare de la intrare la ieșire. Se pot recunoaște ușor cele 3 blocuri izolate galvanic între ele, conform schemei generale din Fig.II.12.

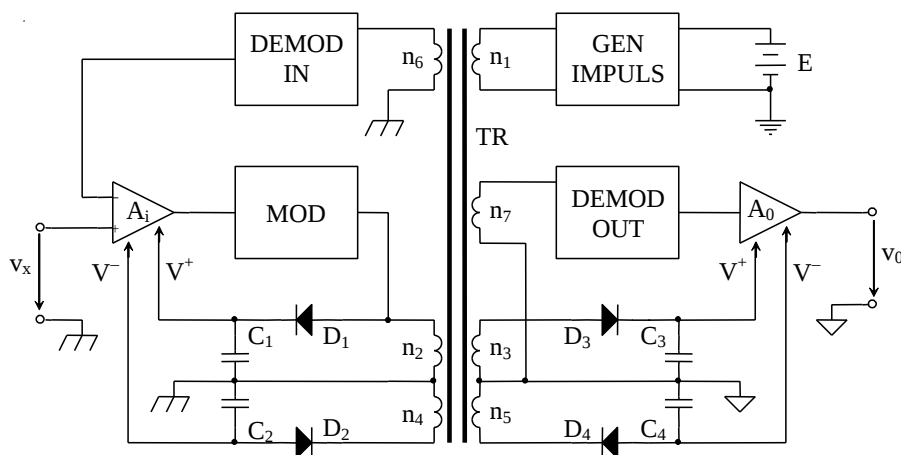


Fig.II.14. Schema de principiu a AIG cu transformator.

Frontul negativ al impulsurilor de la generator, *GEN.IMPULS*, sincronizează modulatorul, *MOD* și cele două demodulatoare: de intrare, *DEMOD.IN* și de ieșire, *DEMOD.OUT*. Față de acest front *MOD* produce un puls negativ aplicabil înfășurării n_2 , cu o anumită întârziere dependentă de semnalul de intrare, conform *Fig.II.15*.

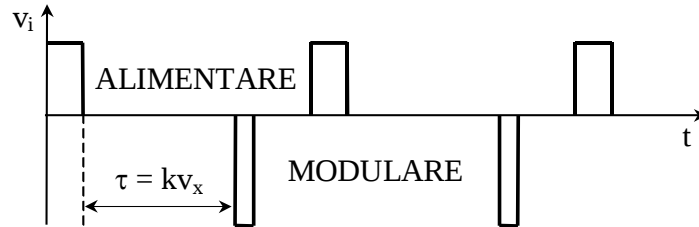


Fig.II.15. Principiu de transmitere a energiei de alimentare și a semnalului util.

Întârzierea τ , conform *Fig.II.15*, constituie informația de măsurare și este demodulată de către cele două demodulatoare prin intermediul înfășurărilor n_6 și n_7 . Tensiunea furnizată de demodulatorul de intrare este aplicată amplificatorului de intrare, A_i , ca reacție negativă, iar tensiunea furnizată de demodulatorul de ieșire este aplicată amplificatorului de ieșire, A_0 , fiind disponibilă ca semnal de ieșire.

II.3.3.3. AIG fără modulare și cuplaj prin optocuplor

Aceste tip de AIG se utilizează când este necesară o bandă de frecvență mai mare, iar precizia, liniaritatea și stabilitatea nu sunt critice, prezentând avantajul simplității și a unui gabarit mai redus.

Pentru a se elimina neliniaritatea optocuploarelor, datorată diodei electroluminiscente (*LED*) se utilizează scheme cu reacție, cu două optocuploare identice sau unul constituit dintr-o sursă de lumină și două fotodetector (fototranzistoare, fotodiode, fotorezistențe), conform *Fig.II.16*.

La borna neînversoare a amplificatorului A_i este valabilă relația:

$$\frac{v_x}{R_1} + \frac{V_{r1}^+}{R_2} = i_{T1}; \quad (\text{II.45})$$

iar la borna inversoare a amplificatorului A_0 se poate scrie relația:

$$\frac{v_0}{R_4} + \frac{V_{r2}^+}{R_3} = i_{T2}. \quad (\text{II.46})$$

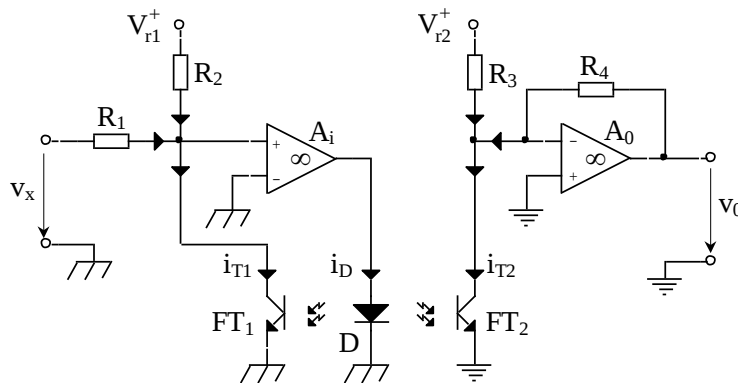


Fig.II.16. Schema de principiu a AIG cu optocuplor.

Presupunând că factorii de transfer în curent, k_1 și k_2 , de la dioda LED, D , la cele două fototranzistoare, FT_1 și FT_2 , sunt identici:

$$k_1 = \frac{i_{T1}}{i_D} = k_2 = \frac{i_{T2}}{i_D}, \quad (\text{II.47})$$

rezultă $i_{T1} = i_{T2}$, fapt care având în vedere (II.45) și (II.46), conduce la expresia:

$$v_0 = \frac{R_4}{R_1} v_x + R_4 \left(\frac{V_{r1}^+}{R_2} - \frac{V_{r2}^+}{R_3} \right). \quad (\text{II.48})$$

Dacă este îndeplinită condiția:

$$\frac{V_{r1}^+}{R_2} = \frac{V_{r2}^+}{R_3}, \quad \text{rezultă} \quad v_0 = \frac{R_4}{R_1} v_x. \quad (\text{II.49})$$

Curenții prin R_2 și R_3 sunt necesari pentru a se asigura funcționarea cu semnale negative de intrare, deoarece curenții prin FT_1 și FT_2 sunt unidirecționali. Pentru acesta este necesar ca valoarea curenților prin R_2 și R_3 să fie mai mare decât curenții prin R_1 și R_4 . Totodată, prin prepolarizarea fototranzistoarelor se poate plasa punctul static și intervalul de funcționare într-o porțiune mai restrânsă, deci mai liniară, a caracteristicii de transfer, îmbunătățindu-se astfel performanțele.

II.3.4. AMPLIFICATOARE CU CHOPPER

Amplificatoarele cu *chopper* (*întrerupător periodic*, *modulator*, *vibrator* etc.) sunt destinate aplicațiilor în care sunt necesare performanțe deosebite în c.c (tensiune de decalaj, curenți de intrare, derivate lor cu temperatura și zgomot de valori reduse), tipică fiind măsurarea tensiunilor de mică valoare (mV...μV). Dacă amplificatoarele fără chopper pot atinge pentru tensiunea de decalaj valori minime de 10-25 μV, cele cu chopper pot prezenta valori maxime de 1 μV.

În categoria amplificatoarelor cu chopper intră trei variante: *amplificatoare cu chopper clasice*, *amplificatoare cu auto-zero* și *amplificatoare stabilizate cu chopper*.

II.3.4.1. Amplificator cu chopper – varianta clasică (ACH)

Amplificatorul cu chopper numit și *amplificator cu module-demodule* este prima variantă din această categorie, utilizată de peste cinci decenii. Principiul de funcționare al ACH este ilustrat în Fig.II.17. Tensiunea continuă de intrare, v_x , este convertită în impulsuri dreptunghiulare cu factor de umplere 1/2, $v_1(t)$, cu modulatorul constituit din comutatorul S_1 , amplificată cu amplificatorul de c.a., A împreună cu condensatoarele de cuplaj C_2 , C_3 , demodulată cu S_2 și filtrată cu C_4 , R_L , unde R_L reprezintă rezistența de sarcină sau rezistența de intrare a blocului următor.

Grupurile R_1 , C_1 și C_4 , R_L constituie 2 filtre trece-jos, primul pentru tensiunea de intrare, iar al doilea pentru extragerea componentei medii a tensiunii de ieșire, a cărei valoare rezultă:

$$v_0 = k_m A k_d v_x = A_{ch} v_x, \quad (\text{II.50})$$

unde A_{ch} reprezintă amplificarea globală, k_m , k_d – coeficienții de transfer în tensiune ai modulatorului și respectiv demodulatorului, iar A – amplificarea amplificatorului A .

Performanțele ACH sunt dictate de modulatorul de intrare realizat cu tranzistoare FET. Frecvența de comutație fiind de 200...500 Hz, constanta de timp a filtrului trece-jos de ieșire rezultă de ordinul a zeci-sute de milisecunde.

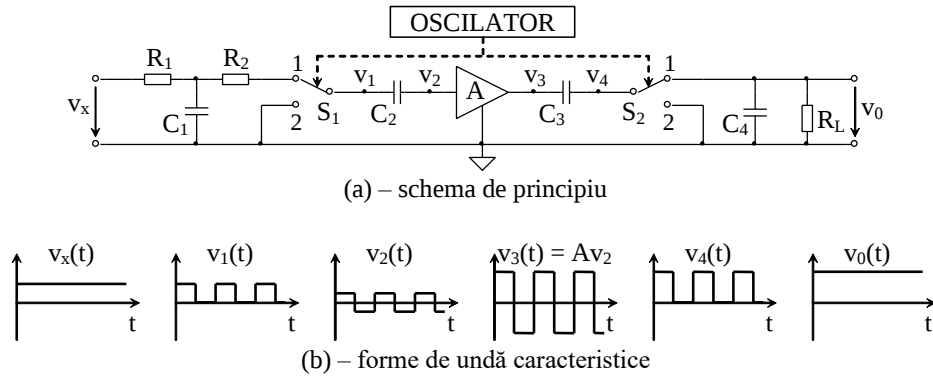


Fig.II.17. Principiul de funcționare al ACH – varianta clasică.

Deși asigură tensiune de decalaj redusă, ACH varianta clasică prezintă ca dezavantaje intrare nediferențială și bandă de frecvență redusă (de ordinul Hz), acestea fiind eliminate de variantele cu auto-zero și stabilizate cu chopper, astfel încât ACH a devenit un circuit integrat versatil ca și AO.

II.3.4.2. Amplificator cu auto-zero (AAZ)

Amplificatoarele AAZ prezintă 2 faze de funcționare, una în care se compensează tensiunea de decalaj la intrare și alta în care se efectuează amplificarea semnalului.

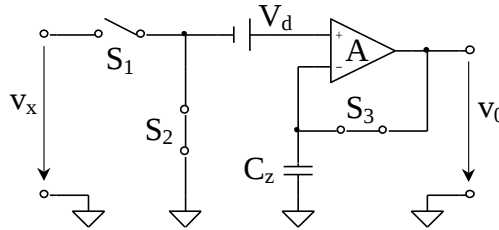


Fig.II.18. Principiul operației de auto-zero.

Principiul operației de auto-zero este reprezentat în Fig.II.18, unde s-a considerat un amplificator ideal din punct de vedere al decalajului, cu amplificarea, A , finită, tensiunea de decalaj, V_d , fiind plasată în exteriorul lui. Comutatoarele S_1 , S_2 și S_3 sunt comandate în contratimp cu un semnal de tact. Pentru starea din Fig.II.18 (S_1 deschis și S_2 , S_3 închise) A funcționează în *faza de auto-zero*, fiind deconectat de la tensiunea de intrare v_x și conectat la masă ca repetor, prin urmare tensiunea pe condensatorul de auto-zero C_z , egală cu tensiunea de ieșire v_0 , va reprezenta tensiunea de decalaj, care în cazul amplificării finite are expresia:

$$V_z = v_0 = \frac{A}{1+A} V_d. \quad (\text{II.51})$$

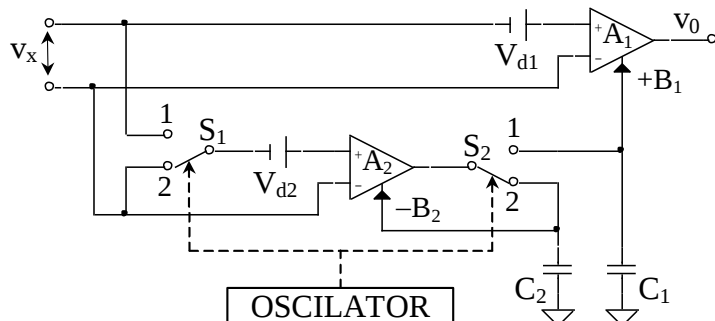
Pentru starea inversă a comutatoarelor (S_1 închis și S_2 , S_3 deschise), A funcționează în *faza de amplificare*, tensiunea de ieșire având expresia:

$$v_0 = A(v_x + V_d - V_z) = A\left(v_x + \frac{V_d}{1+A}\right) \cong A\left(v_x + \frac{V_d}{A}\right), \quad (\text{II.52})$$

deci tensiunea echivalentă de decalaj la intrare a fost redusă la valoarea V_d/A ($A \gg 1$).

Pe lângă această soluție de principiu, AAZ pot include și alte soluții mai evoluate pentru efectuarea operației de auto-zero, un exemplu fiind reprezentat în Fig.II.19, unde A_1 este amplificatorul principal, iar A_2 este amplificatorul pentru auto-zero, A_1 și A_2 reprezentând

Și în acest caz AAZ are două faze de funcționare, dar acestea nu mai reprezintă faza de amplificare și faza de auto-zero, deoarece faza amplificare este continuă, ci se referă la fazele de compensare a tensiunilor de decalaj a celor două amplificatoare.



În faza de auto-zero pentru A_2 , comutatoarele S_1 și S_2 sunt pe poziția 2, intrările A_2 sunt conectate împreună iar ieșirea este conectată la C_2 . Prin urmare, A_2 măsoară propria tensiune de decalaj care este memorată pe C_2 și are valoarea dată de expresia:

În a doua fază, de auto-zero pentru A_1 , S_1 și S_2 sunt pe poziția 1, intrările A_2 sunt conectate în paralel cu intrările A_1 iar ieșirea A_2 este conectată la C_1 . În acest caz, A_2 amplifică V_{C2} cu factorul $(-B_2)$ și $(v_x + V_{d2})$ cu factorul $(+A_2)$ și tensiunea lui de ieșire este memorată pe C_1 , valoarea acestei tensiuni, considerând (II.53), având expresia:

deci tensiunea efectivă de decalaj pentru A_2 are valoarea V_{d2}/B_2 ($B_2 \gg 1$). Totodată, V_{C1} este utilizată pentru compensarea tensiunii de decalaj a amplificatorului principal, A_1 , pentru a cărei tensiune de ieșire, considerând (II.54), rezultă expresia:

În aplicațiile practice se asigură de regulă condițiile $A_1 = A_2$ și $B_1 = B_2 \gg 1$, pe baza cărora (II.55) se reduce la următoarea formă mai simplificată:

Deoarece $A_2, B_2 \geq 10^4$, tensiunile de decalaj de ordinul mV ale ambelor amplificatoare sunt reduse ca efect la ordinul μV , deci AAZ pot prezenta tensiuni de decalaj la intrare sub $1 \mu\text{V}$. În acest caz frecvența maximă de lucru este limitată $1/2$ din frecvența de comutație, deci superioară ACH.

Amplificatorul *ASCH* reprezintă soluția prin care frecvența maximă de lucru nu mai depinde de

frecvența de comutație a chopper-ului, iar performanțele în c.c sunt similare cu ale ACH. În acest scop se utilizează o schemă compusă dintr-un amplificator de bandă largă și un ACH, Fig.II.20.

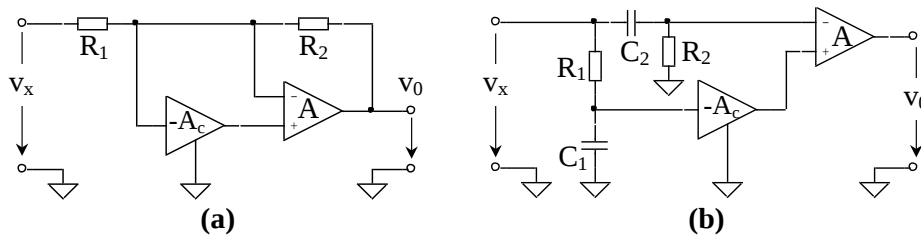


Fig.II.20. Scheme de principiu ale ASCH.

În Fig.II.20(a) cele două amplificatoare, A de bandă largă și A_c tip ACH sunt introduse într-o buclă de reacție negativă globală, constituită din R₁, R₂. În acest caz, A_c îndeplinește implicit funcția de filtrare trece-jos, iar A poate realiza o filtrare trece-sus. Schemele practice concrete pot conține și componente suplimentare pentru realizarea operațiilor de filtrare menționate. În Fig.II.20(b) semnalul de intrare este separat în două componente amplificate pe căi diferite: componenta de joasă frecvență aplicată prin filtrul trece-jos, R₁, C₁, la intrarea A_c, iar componenta de înaltă frecvență aplicată prin filtrul trece-sus, C₂, R₂, la intrarea A. În ambele cazuri, dacă amplificările A_c și A sunt suficient de mari, tensiunea echivalentă de decalaj la intrare a ASCH rezultă practic egală cu cea a ACH, iar frecvența maximă de lucru nu depinde de ACH, ci numai de amplificatorului A.

II.3.5. AMPLIFICATOARE DE SARCINĂ

Amplificatoarele de sarcină (AS) sunt necesare pentru condiționarea semnalelor de la diverși senzori capacitivi (de deplasare, microfoane cu condensator etc.) sau piezoelectrice (pentru măsurarea forței, presiunii etc.) în regim dinamic.

În Fig.II.21(a) AS este conectat la un traductor capacitiv de capacitate totală C₀+δC, prepolarizat cu o tensiune continuă V_p, C₀ fiind capacitatea în regim static, iar δC variația acesteia sub acțiunea unei excitații mecanice, care produce o sarcină:

$$q_x = V_p \delta C . \quad (\text{II.57})$$

În Fig.II.21(b) este prezentat un amplificator de sarcină conectat la un traductor piezoelectric de capacitate proprie C₀, care sub acțiunea unei forțe produce o sarcină:

$$q_x = K_p F , \quad (\text{II.58})$$

în care F este forța, iar K_p constantă de proporționalitate.

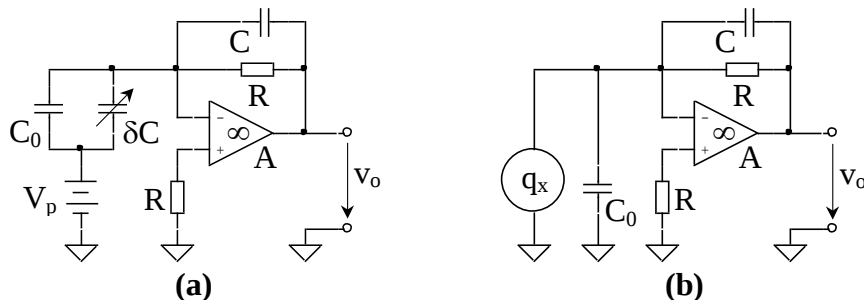


Fig.II.21. Conectarea amplificatoarelor de sarcină la traductoare.

Rezistențele R , de valoare ridicată, asigură închiderea curenților de intrare pentru A . Dacă frecvența este suficient de mare, astfel ca $\omega RC \gg 1$, în ambele cazuri sarcina de la intrare se transmite condensatorului C și ca urmare tensiunea de ieșire a amplificatorului rezultă:

$$v_0 = -q_x / C. \quad (\text{II.59})$$

Dacă factorul de amplificare al A este suficient de mare, ca să poată fi considerat cazul ideal cu amplificare infinită, toată sarcina q_x va fi transmisă condensatorului C , iar tensiunea de ieșire nu va fi influențată de capacitatea proprie a traductorului sau de capacitatea cablului de conexiune.

Pentru determinarea răspunsului în frecvență trebuie reprezentată schema echivalentă a AS. Circuitul de intrare în AS poate fi modelat printr-o sursă de tensiune, v_x și un condensator serie, C_0 , conform Fig.II.22. La frecvențe înalte condensatorul C_1 constituind un scurtcircuit, rezistențele R nu mai apar în paralel cu condensatorul C . Pentru nodul constituit la intrarea neînversoare a amplificatorului A se poate scrie relația:

$$i_x + i + i_1 = 0, \quad (\text{II.60})$$

care este valabilă și pentru exprimarea curenților în formă operațională, astfel:

$$i_x = \frac{dq_x}{dt} = \frac{dv_x}{dt} C_0, \quad (\text{II.61})$$

adică sub formă operațională:

$$I_x(s) = sC_0 V_x(s). \quad (\text{II.62})$$

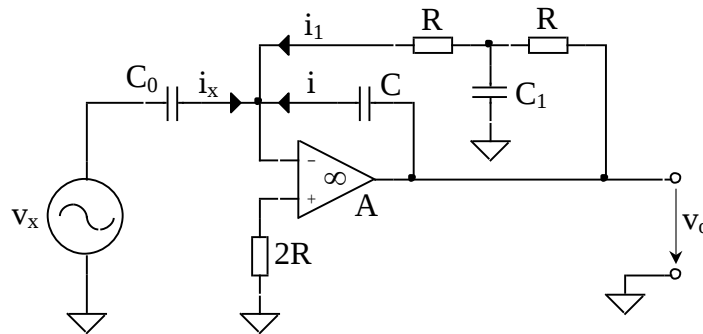


Fig.II.22. Schema echivalentă a amplificatorului de sarcină.

În mod analog, se poate scrie forma operațională și pentru ceilalți curenți:

$$I(s) = sC V_0(s); \quad (\text{II.63})$$

$$I_1(s) = \frac{1}{2R} \cdot \frac{1}{1 + sC_1 R/2} V_0(s). \quad (\text{II.64})$$

Considerând $i_1 \ll i$, pe baza (II.60)-(II.63), *amplificarea în tensiune* rezultă:

$$A_v = \frac{v_0}{v_x} = -\frac{C_0}{C}, \quad (\text{II.65})$$

iar *factorul de transfer în sarcină* sau sensibilitatea în sarcină, este definită astfel:

$$S_q = \frac{v_0}{q_x} = \frac{v_0}{C_0 v_x} = \frac{A_v}{C_0} = -\frac{1}{C}. \quad (\text{II.66})$$

Limitarea răspunsului la frecvențe înalte este determinată de scăderea amplificării A , care în cazul când acesta prezintă un singur pol, are forma:

$$a(s) = \frac{a_0}{1 + s/\omega_0} . \quad (\text{II.67})$$

în care a_0 este amplificarea în curent continuu, iar ω_0 pulsația polului. Limitarea răspunsului la frecvențe joase, având în vedere că $C \ll C_1$, este provocată de polul curentului $I_1(s)$:

$$\omega_{10} = 2/C_1 R , \quad \text{deci} \quad f_{10} = 1/\pi C_1 R . \quad (\text{II.68})$$

O analiză completă și riguroasă a comportării în frecvență a AS se poate efectua pe baza funcției de transfer obținută prin prelucrarea detaliată a relațiilor (II.60)-(II.64) și (II.67), fără ca rezultatele finale să difere în mod esențial de cele estimate conform (II.67) și (II.68).