

Capitolul 6

Tehnici antiperturbative de împământare

Într-un sistem de măsură există semnale de nivel foarte coborât, de tip analogic, provenind de la diverși senzori și traductori, alături de semnale numerice, de nivel ridicat, având fronturi abrupte (deci spectru de frecvențe bogat). Este esențial ca masa analogică să fie diferită de masa numerică, ele având un singur punct comun, cât mai aproape de nulul surselor de alimentare, conectat eventual printr-o rezistență mică, de ordinul ohmilor, la carcasa-ecran a aparatului. În felul acesta se evită pătrunderea paraziților vehiculați de masa numerică în zona mai vulnerabilă a semnalelor analogice.

Condensatorii de decuplare, plasați de-a lungul traseelor (lungi) de alimentare, "netezesc" variațiile curenților absorbiți de la surse, deci și curenții de retur corespunzători, din traseele de masă.

6.1 Reguli generale de împământare

Acolo unde există posibilitatea tehnologică, se recomandă utilizarea unor suprafețe de împământare de joasă impedanță, fiind astfel minimizezate căderile de tensiune datorate curenților paraziți.

La frecvențe relativ joase, (sub 1MHz), este preferabilă o conexiune stelară a traseelor de masă, ca în figura 6.1.

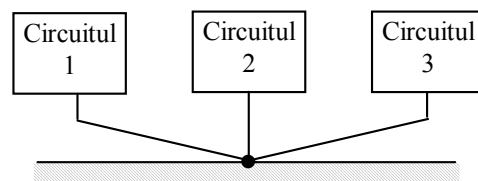


Fig. 6.1 Conexiune stelară a maselor, recomandată în domeniul frecvențelor joase

În domeniul RF, reactanța inductivă a traseelor (eventual chiar și a circuitelor imprimate) crește până la valori care pot ridica probleme atât din punct de vedere al zgomotului radiat cât și a celui cuplat.

La aceste frecvențe ridicate, lungimea de undă devine comparabilă cu dimensiunile traseelor electrice. În esență, un fir de împământare de lungime aproximativ $\frac{\lambda}{4}$ nu va mai acționa conform scopului inițial, devenind practic o linie de transmisie. Desigur, aceste frecvențe mari pot fi și ale unor armonici, impulsurile abrupte conținând un spectru bogat.

Orientativ, dacă durata de creștere a unui impuls până la 63% din valoarea de palier este t_u , atunci spectrul de frecvențe va fi considerabil până la valoarea $f_{\max} = \frac{1}{2\pi t_u}$.

Astfel, pentru un timp de creștere de 0,8 ns, spectrul aferent ajunge până la aproximativ 200 MHz; acestei frecvențe îi corespunde un $\frac{\lambda}{4}$ de aproximativ 36 cm.

Soluția o reprezintă conexiunile multiple la planul de referință, (figura 6.2):

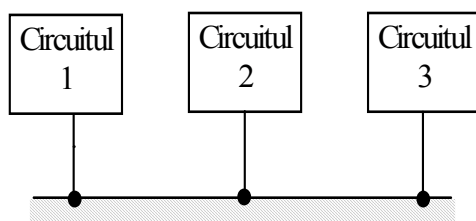


Fig.6.2 Împământare multiplă, recomandată în cazul semnalelor de radiofrecvență

În varianta aleasă în figura 6.2, este esențial ca traseele de împământare să fie cât mai scurte.

Dacă montajul lucrează într-un domeniu larg de frecvențe, (atât AF cât și RF), soluția optimă o reprezintă împământarea hibridă (figura 6.3), care combină avantajele oferite de variantele din figurile 6.1 și 6.2.

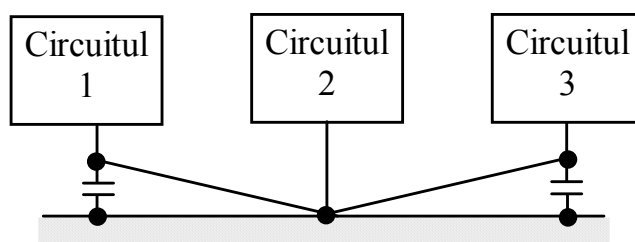


Fig. 6.3 Împământare hibridă, eficientă atât în radio cât și în audio frecvență

Condensatoarele vor fi amplasate în punctele care necesită o împământare în radiofrecvență. Un risc al acestei soluții îl reprezintă eventualele rezonanțe ce pot apărea între condensatorii serie și inductanțele firelor de legătură.

Pentru a fi evitate efectele de “antena”, lungimea unui fir de legătură la masă trebuie să fie mai mică de $\frac{\lambda}{4}$, unde λ este lungimea de undă minimă a domeniului de interes. Desigur, dacă curentul dirijat către pământ este intens iar circuitul este sensibil la căderile de tensiune pe aceste trasee, atunci lungimea lor trebuie limitată la $(0,05-0,1)\lambda$. Impedanța caracteristică a firului față de pământ este mai mare dacă firul e perpendicular pe suprafața pământului și mai mică dacă firul este aproximativ paralel.

6.2 Tehnici de întrerupere a buclei de masă

Curenții de cele mai diferite naturi, circulând prin traseele de masă, determină o cădere de tensiune (de mod comun), care face ca între referința obiectului de măsură și cea a aparatului de măsură să existe o diferență generatoare de erori. Se impune întreruperea buclelor de masă, astfel încât această diferență de potențial să ducă la stabilirea unor curenți cu adevărat neglijabili prin firele de legătură, (figura 6.4).

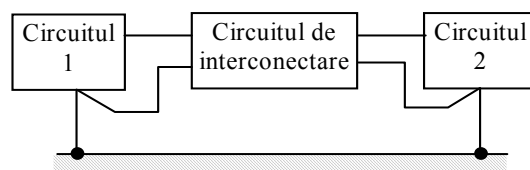


Fig.6.4 Conectare a referințelor prin traseu diferit față de masa generală

Metoda cea mai simplă o constituie cuplajul prin transformator, eficient în domeniul frecvențelor ridicate. La frecvențe mai joase, crește volumul transformatorului (pentru menținerea aproximativ constantă a reactanței inductive ωL , se impune mărirea inductanței). Creșterea dimensiunilor transformatorului implică și creșterea corespunzătoare a capacităților dintre înfășurări, ducând la o degradare a izolației realizate de transformator.

Masa efectivă a bobinajului poate fi realizată în secundar, ca în figura 6.5.a, sau în primar, ca în figura 6.5.b.

O scădere a capacității de cuplaj dintre primar și secundar se obține prin

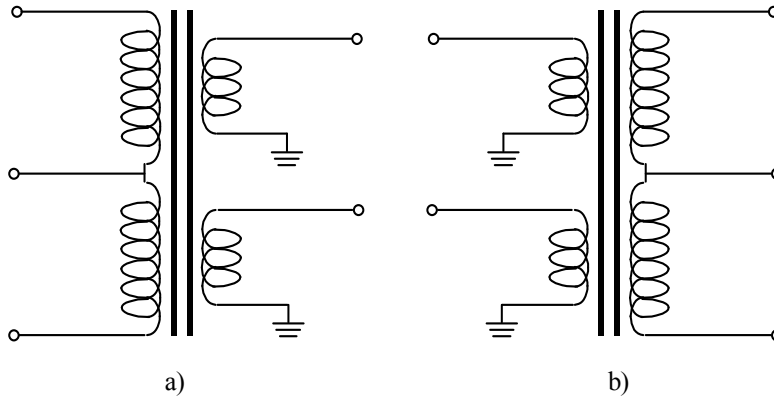


Fig. 6.5 Împământarea bobinajului realizată în

a)secundar

b)primar

intercalarea unei înfășurări de un singur strat, având un capăt legat la masă (sau la începutul primarului, respectiv secundarului) iar celălalt capăt lăsat în aer (pentru a nu deveni spiră în scurtcircuit, cu efect în diminuarea cuplajului magnetic).

Dacă este necesară o conexiune mai lungă (figura 6.6), se recomandă utilizarea a două transformatoare, configurație ce asigură (datorită firului torsadat și ecranat), printr-o bună echilibrare, o susceptibilitate extrem de scăzută la zgomote. Prin această configurație, se asigură circuitului 1 o ieșire perfect echilibrată iar circuitului 2 o intrare diferențială:

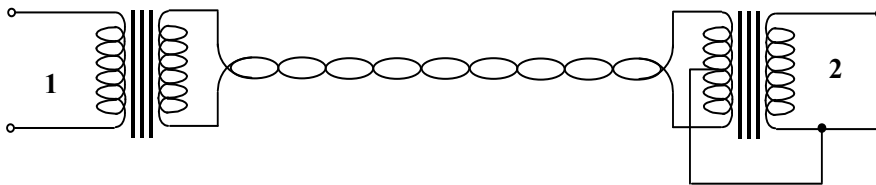


Fig. 6.6 Cuplaj realizat prin două transformatoare, recomandabil în cazul distanțelor mari

O modalitate simplă de rejecție a modului comun de frecvență ridicată o constituie bobinarea ambelor fire (tur + retur) pe un miez de ferită (un șoc de ferită, figura 6.7) sau utilizarea unor “perle” de ferită.

Acest tip de bobinaj permite trecerea neschimbată a semnalelor diferențiale, asigurând o “anulare” parțială, prin compensare, a celor de mod comun. Metoda este aplicabilă atât timp cât radiațiile magnetice produse de inelul de ferită pot fi neglijate și este eficientă până la atingerea saturării de către materialul magnetic moale.

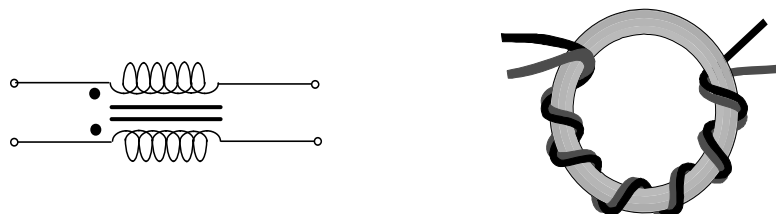


Fig.6.7 Compensarea parțială a fluxurilor magnetice produse de modul comun

Trebuie reținut că tehnicile de cuplaj prin transformator implică o limitare a benzii și, în cazul unei rezistențe de pierderi apreciabile, pot induce un zgomot semnificativ.

O altă metodă de întrerupere a buclei de masă o constituie utilizarea aparatelor de măsură cu 3 sau chiar 4 borne. În principiu, sunt voltmetre care au carcasa metalică conectată la nulul de împământare, prin intermediul fișei tip Schuko, existând un ecran suplimentar (izolat de carcasă), care protejează amplificatorul de instrumentație și convertorul analog-numeric (figura 6.8).

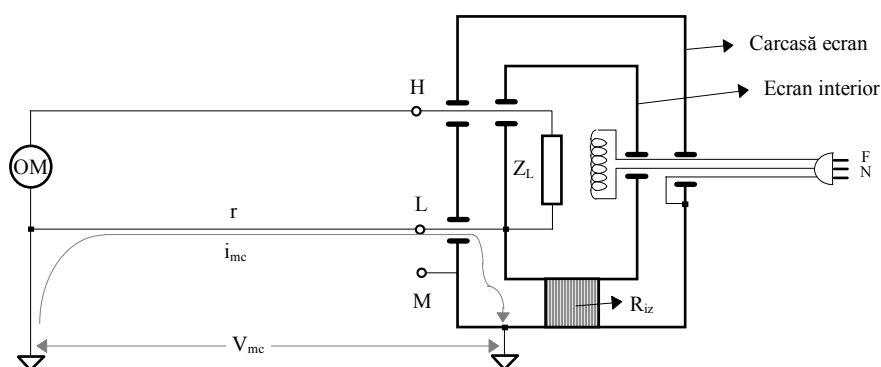


Fig.6.8 Voltmetru cu trei borne, pentru întreruperea buclei de masă

Între împământarea obiectului de măsură și cea a aparatului de măsură există o diferență de potențial, datorată diverșilor curenți care circulă prin “pământ” (rezistența acestor trasee depinde de o multitudine de factori: umezeală, natura solului, obstacole existente).

Această tensiune de mod comun determină un curent de mod comun, care se suprapune (în mod parazit) peste traseele de semnal (tur sau retur).

Capacitatea aparatului de a rejecta modul comun se exprimă cu ajutorul parametrului RMC :

$$RMC \stackrel{def}{=} 20 \lg \frac{V_{mc}}{V_i} [dB] \quad (6.1)$$

unde V_i reprezintă fracțiunea din tensiunea de mod comun care “pătrunde” (în cele din urmă) în etajele metrologice ale instrumentului.

Acest parametru de rejecție a parașitelor de mod comun poate fi definit atât față de intrarea “caldă” (borna *High*), cât și față de borna de retur (*Low*), atât pentru semnal continuu, cât și pentru semnal alternativ.

Să evaluăm rejecția la borna de retur L , tensiunea de mod comun fiind considerată continuă. Notăm rezistența firului de legătură între sursa de semnal și aparatul de măsură cu r (de ordinul ohmilor) iar rezistența de izolație între cele două ecrane ale instrumentului (de ordinul megaohmilor) cu R_{iz} . Rolul acestei rezistențe este de a “sparge” bucla de masă, astfel încât i_{mc} datorat tensiunii V_{mc} să fie foarte mic, determinând o cădere neglijabilă de tensiune pe rezistența r (cădere ce reprezintă fracțiunea V_i din V_{mc} , afectând corectitudinea măsurării).

$$RMC_L = 20 \lg \frac{V_{mc}}{\frac{V_{mc}}{R_{iz} + r} \cdot r} = 20 \lg \frac{R_{iz} + r}{r} \cong 20 \lg \frac{R_{iz}}{r} \quad (6.2)$$

În cazul tensiunilor de mod comun alternative, RMC este cu 20-40 dB mai mică, datorită efectului de șuntare al R_{iz} de către capacitatea parazită existentă dintre cele două ecrane.

În cazul în care se evaluează *rejecția modului comun* la borna H , rezultă o valoare mai mare decât cea dată de relația (6.2), deoarece efectul de “întrerupere” a buclei de masă este provocat atât de R_{iz} cât și de impedanța Z_i (de intrare) a aparatului.

6.3 Masa flotantă - amplificatoare de izolare

Scopul utilizării maselor flotante este de a izola electric echipamentele și circuitele față de o suprafață de “referință” comună, (sau față de un conductor comun) în care s-ar putea stabili curenți “vagabonzi” sau parașiți.

Deși prezintă avantaje certe, masa flotantă implică și un risc considerabil: nu este exclusă acumularea accidentală de sarcini statice, a căror descărcare este generatoare de zgomot sau chiar distructivă pentru etajele de intrare sensibile. Din acest motiv, este recomandabilă utilizarea unor rezistențe de “scurgere”, de valoare relativ mare.

Implementarea acestui concept de masă flotantă se poate realiza și prin utilizarea amplificatoarelor de izolare. Ele reprezintă o soluție convenabilă atunci când se impune realizarea unei izolări de protecție între pacient și echipamentul electro-medical de monitorizare, între operator și sistemul de măsură, între unitatea de calcul și senzorii sau perifericele conexe. Sunt recomandabile atunci când se dorește amplificarea semnalelor de nivel mic, în prezența unor tensiuni mari de mod comun.

Pentru realizarea izolării sunt posibile trei soluții:

- cuplaj prin transformator;
- cuplaj prin condensator;
- cuplaj optic.

6.3.1 Amplificatoare de izolare cuplate inductiv

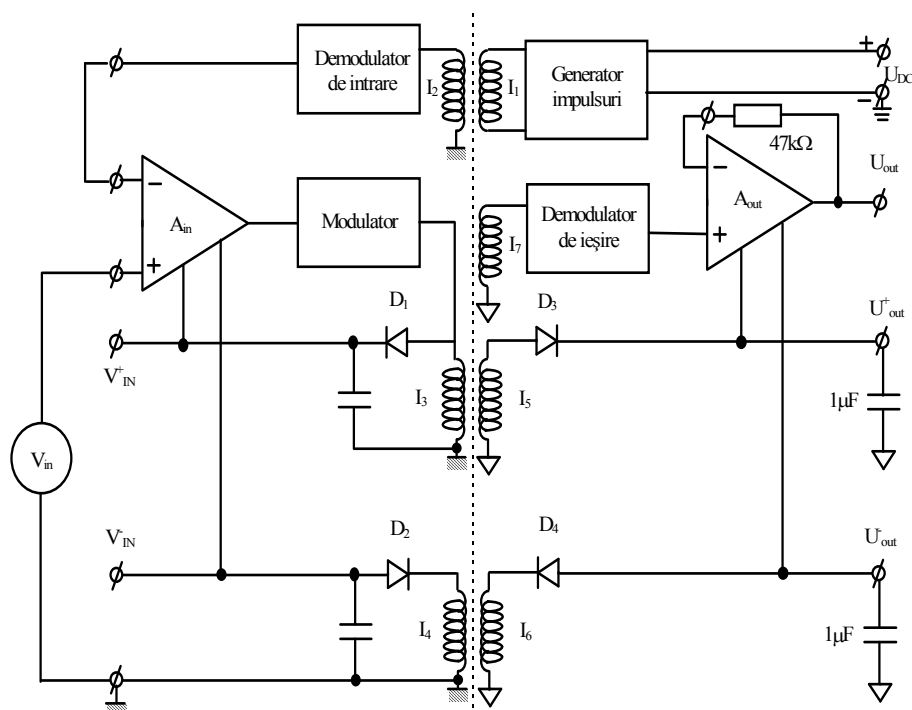


Fig.6.9 Amplificator de izolare (totală) utilizând cuplajul prin transformator

Realizate în variantă discretă, hibridă sau, în cazurile cele mai performante, în variantă complet integrată, aceste amplificatoare asigură izolarea, atât în semnal, cât și din punct de vedere al tensiunilor de alimentare.

Principiul funcționării unui astfel de amplificator este ilustrat în figura 6.9. Alegerea configurației celei mai simple, (neinversor, câștig unitar), prezintă facilități didactice, fără a restrânge multitudinea aplicațiilor posibile.

Funcțiile de “izolare” sunt realizate cu un singur transformator toroidal, având șapte înfășurări separate.

Generatorul de impulsuri alimentat de la o tensiune continuă de ordinul 10-15 V, lucrează la o frecvență de sute de kHz. Semnalul dreptunghiular din înfășurarea I_1 , induce în I_3, I_4, I_5, I_6 (înfășurări cuplate magnetic cu I_1), tensiuni care sunt redresate de D_1, D_2, D_3 și D_4 și apoi filtrate, rezultând respectiv tensiunile $V_{IN}^+, V_{IN}^-, V_{OUT}^+, V_{OUT}^-$, care alimentează, complet separat, amplificatorul operațional de intrare și cel de ieșire.

În același timp, modulatorul produce o modulare cu tensiunea de intrare a semnalului indus de I_1 în I_3 . Acest semnal este aplicat prin înfășurările I_2 și I_7 unor demodulatoare împerecheate, primul plasat în circuitul de intrare și al doilea în circuitul de ieșire. Aceste demodulatoare furnizează la ieșirile lor tensiuni identice (raportate, desigur, la referința intrării și respectiv a ieșirii).

În etajul de intrare, amplificatorul operațional A_{in} , modulatorul și demodulatorul sunt conectate în buclă de reacție negativă, care forțează tensiunea prezentă la intrarea inversoare să aibe aceeași valoare ca și tensiunea de intrare.

Operaționalul A_{OUT} este conectat în schemă de “buffer” cu câștig unitar, deci tensiunea V_{OUT} este riguros egală cu tensiunea aplicată la intrarea neinversoare A_{in} , fără a avea nici o legătură galvanică.

Schema este foarte fiabilă, flexibilă și cele trei “mase” izolate - masa intrării, masa ieșirii și masa alimentării multivibratorului - permit soluții simple pentru procesarea oricăror semnale analogice.

O variantă mai ieftină de amplificator hibrid de izolare, având cuplaj inductiv, implică utilizarea a două transformatoare toroidale diferite, unul pentru calea de semnal și unul pentru calea de alimentare - figura 6.10.

Se remarcă convertorul CC/CC, amplificatorul operațional de intrare (cu câștig reglabil), circuitul modulator și circuitul demodulator. Convertorul CC/CC furnizează, alături de tensiunile de alimentare necesare A.O. de intrare și semnale de sincronizare pentru funcționarea optimă a modulării-demodulării.

Modulatorul convertește semnalul de intrare într-un semnal alternativ, modulat în amplitudine, care este cuplat magnetic cu demodulatorul prin transformatorul miniatură, asigurând separarea în semnal. Pentru a minimiza zgomotele și interferențele, extragerea semnalului se face prin demodulare sincronă.

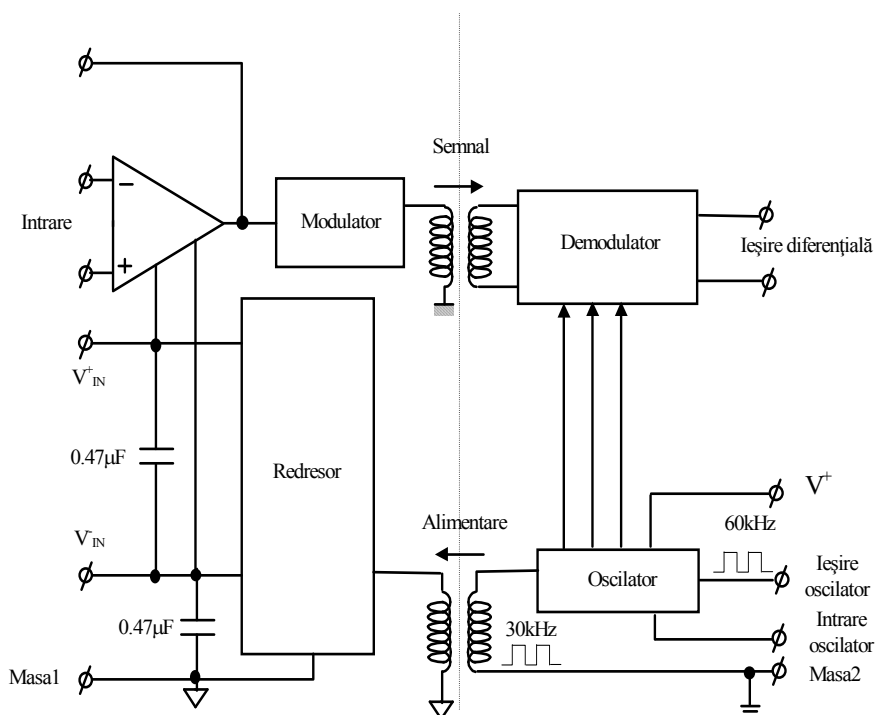


Fig.6.10 Amplificator de izolare utilizând cuplaj inductiv, varianta cu două transformatoare toroidale

Pentru asigurarea fiabilității barierei de separare, transformatorul toroidal miniatură este impregnat într-un material dielectric de bună calitate, întregului ansamblu conferindu-i-se o structură hibridă. Distribuirea internă a componentelor este astfel proiectată încât intrarea, respectiv ieşirea sunt situate în opoziție, la cele două extreme ale capsulei hibride, în timp ce, în mod firesc, transformatorul de separare este plasat la mijloc. În acest mod se garantează izolarea pentru tensiuni de 3 kV (valoare efectivă), obținându-se rejecții de aproximativ 160 dB în curent continuu și 120 dB în alternativ, curenții de scurgere fiind de ordinul $1\mu\text{A}$, corespunzători unei impedanțe de izolare de $10^{11}\Omega / 10\text{pF}$.

6.3.2 Amplificatoare de izolare cu cuplaj capacitiv

Amplificatoarele din această familie asigură separarea galvanică prin inserarea (pe liniile de semnal) a unor condensatoare ceramice de ordinul pF, prin utilizarea unor surse de alimentare distincte, având și referințe diferite și prin aplicarea unor tehnici de modulare-demodulare. Modularea digitală este cea mai utilizată în prezent, neafectând precizia și fiabilitatea transmiterii peste

“bariera” izolatoare, fiind asigurată în același timp și imunitate ridicată față de regimurile tranzitorii de înaltă frecvență.

Principial, diagrama simplificată a unui astfel de amplificator este reprezentată în figura 6.11. Deși nu există nici o legătură galvanică între intrare și ieșire, semnalul analogic prezent la intrare (având drept referință “masa” 1) este “duplicat” cu precizie la ieșire (considerând raportarea la “masa” 2). Deoarece semnalul care “parcurge” bariera de izolare este de tip digital, diferența de potențial între cele două referințe poate fi destul de mare, fără a influența asupra preciziei de translație intrare-ieșire. Capacitatea unui astfel de amplificator de a respinge efectul modificărilor rapide $\frac{dV}{dt}$ (de peste 100 V/ μ s) ce pot surveni între cele două mase este specificată sub denumirea de “imunitate la tranziții”.

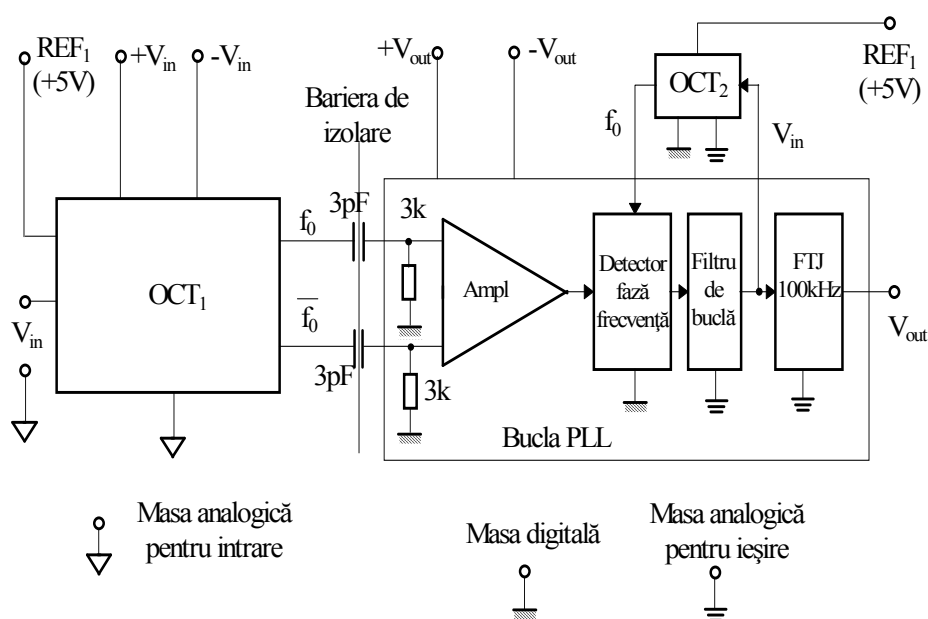


Fig.6.11 Amplificator de izolare utilizând cuplajul capacitiv

Oscilatorul controlat în tensiune OCT (având drept “nucleu” un integrator resetabil prin comenzi provenite de la un comparator programabil, montat în aval) furnizează un semnal dreptunghiular a cărui frecvență este dată de nivelul tensiunii continue aplicat la intrare. Semnalul digital, modulat în frecvență (normal și inversat) este aplicat celor doi condensatori ai barierei, fiind interpretat diferențial, în timp ce diferența între cele două referințe analogice apare ca mod comun.

Amplificatorul operațional amplasat la intrarea în bucla tip PLL detectează numai informația diferențială. Detecția semnalului modulat în frecvență se face pe principiul buclei cu calare de fază. Reacția buclei PLL este asigurată de un al doilea oscilator comandat în tensiune, identic cu primul. Bucla PLL forțează OCT₂ să lucreze la aceeași frecvență (și fază) cu OCT₁. Un rol deosebit în stabilirea performanțelor acestui tip de amplificator revine celor două condensatoare ceramice de înaltă tensiune. O soluție tehnologică convenabilă o reprezintă depunerea unor pelicule “groase” de tungsten, sub formă spiralată, pe un substrat ceramic. Condensatoarele sunt apoi încorporate ermetic într-o masă izolatoare de bună calitate. Banda de frecvență asigurată prin acest procedeu este de până la 100 kHz, rejecția modului de izolare depășește 120 dB la frecvența rețelei, tensiunea de străpungere este de ordinul 3-10 KV iar rezistența “barierei” este mai mare decât 10¹² Ω.

6.3.3 Amplificatoarele de izolare cuplate optic

La acest tip de amplificator, intrarea și ieșirea sunt alimentate de la surse diferite. Elementul care asigură izolația este un optocuplor dublu (sau două optocuploare diferite), care împreună cu două sau trei A.O. clasice (eventual în structură hibridă) realizează funcția de izolare.

Compensarea neliniarităților optocuploarelor este garantată de “împerecherea” cât mai bună a caracteristicilor acestora.

Un amplificator de izolare în schemă neinversoare, realizat cu un optocuplor dublu, trei A.O. clasice, având două surse duble simetrice complet separate (pentru alimentarea intrării și respectiv a ieșirii) este prezentat în figura 6.12.

Rezistorii R₃ (a și b) asigură o polarizare constantă pentru LED-uri, care vor lucra astfel la o viteză mai mare.

Considerând neglijabil curentul de polarizare al A.O., curentul direct prin LED-ul “a” se va calcula cu formula:

$$I_{Fa} = \frac{V_{IN}}{R_{2a}} + \frac{V_{1-} - V_{IN}}{R_{3a}} \quad (6.3)$$

În relația (6.3) s-a notat cu V₁₋ tensiunea negativă de alimentare a intrării. Curentul indus de LED în fototranzistorul asociat depinde (în manieră exponențială) de I_{Fa}. În condițiile în care caracteristicile celor două cuploare sunt practic identice, la fel este și dependența neliniară a curentului indus în colectorul fototranzistorului.

Curentul care parcurge LED-ul “b”, are expresia:

$$I_{Fb} = \frac{V_0}{R_{2b}} + \frac{V_{2-} - V_0}{R_{3b}}, \quad (6.4)$$

unde V_2 desemnează tensiunea negativă de alimentare a ieșirii.

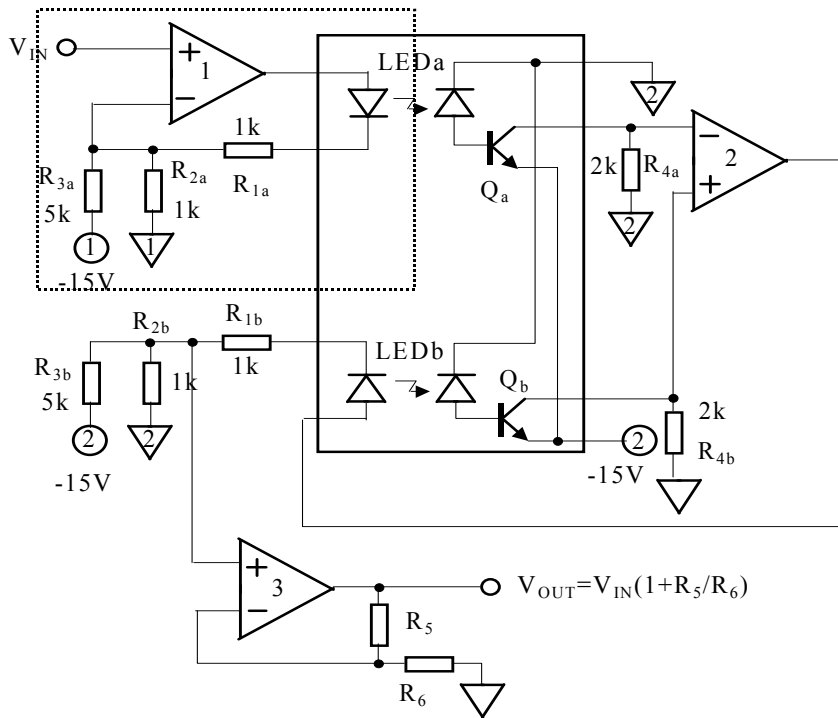


Fig. 6.12 Amplificator de izolare realizat cu optocuplor dual

Reacția aplicată amplificatorului operațional prin optocuplor, forțează intrarea neinversoare la același potențial ca și intrarea inversoare (tranzistorul inversează polaritatea semnalului injectat în bază, cauzând astfel reacția negativă prin intrarea neinversoare, producându-se o inversare efectivă a funcțiilor pinilor de intrare ai A.O.) Tensiunea de reacție la intrarea neinversoare va fi $V_{IN+} = V_{IN-}$, sau

$$I_{Ca} \cdot R_{4a} = I_{Cb} \cdot R_{4b} \quad (6.5)$$

unde am notat cu I_C curenții din colectorii fototranzistorilor.

Impunând condiția ca cele două tensiuni V_1 și V_2 să fie egale, din egalitatea curenților de colector (rezultată din (6.5), în ipoteza $R_{4a} = R_{4b}$), obținem relația de bază a cuplajului optic:

$$V_{IN} = V_0 \quad (6.6)$$

Amplificatorul operațional cu numărul 3 din figura 6.12, joacă rolul unui buffer (tampon) de ieșire: intrarea are valoarea V_0 (echivalentă cu V_{IN}). Acest etaj asigură un câștig (stabilit de R_5 și R_6) iar eventualele tensiuni de offset, anterior introduse, pot fi aici compensate global. Acest A.O. poate fi configurat ca filtru sau ca formator de semnal. Este esențial ca bufferul de ieșire să nu perturbe

curenții în circuitul de reacție al optocuplorului, fiind deci preferate configurațiile neinversoare.

Montajul prezentat în figura 6.12 este destul de sensibil la variațiile surselor de alimentare. Această deficiență se poate elimina prin înlocuirea rezistențelor R_{3a} și R_{3b} ce polarizează LED-urile de la sursele de -15 V, cu doi generatori de curent de aproximativ 3 mA.

De asemenea, emitorii celor două fototranzistoare ar putea fi alimentați nu de la sursa de -15V, ci de la o sursă stabilizată suplimentar.

Dacă se folosește un optocuplor dual (de exemplu HCPL-2530), schema asigură izolarea împotriva unor tensiuni de mod comun de 600 V c.c (tensiuni de izolare mai mari pot fi realizate cu două optocuploare separate). Banda de frecvență este în general determinată de caracteristicile de viteză ale celor 3 A.O.; principalul consum al montajului este datorat curenților de polarizare ai celor două diode.

Neliniaritatea în c.c a acestui amplificator de izolare (pentru $V_{in} = 2$ volți vârf la vârf) este mai bună de 0,5%.

În concluzie, un amplificator de izolație este format din trei părți:

a) etajul de intrare (figura 6.13):

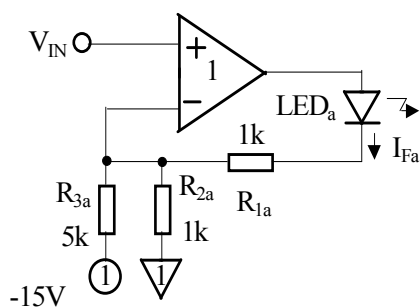


Fig.6.13 Etajul de intrare al amplificatorului de izolare cu optocuplor

b) bufferul neinversor (figura 6.14):

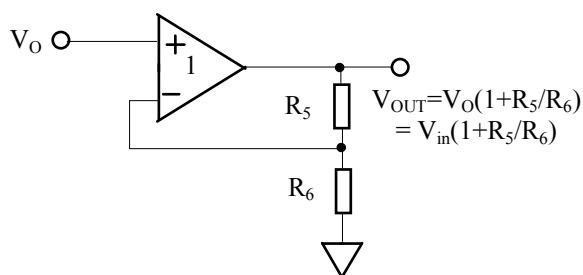


Fig.6.14 Buffer neinversor de ieșire

c) etajul de ieșire (figura 6.15):

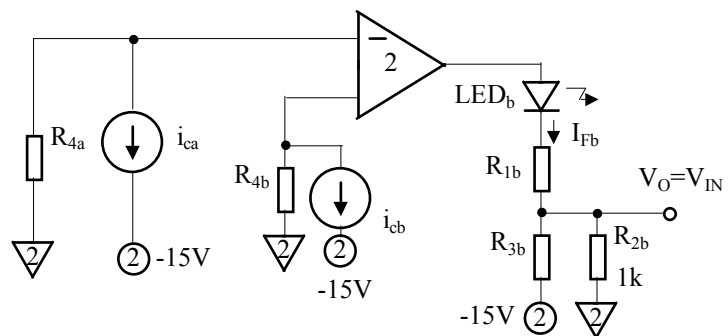


Fig.6.15 Etajul de ieșire al amplificatorului de izolare cu optocuplor