

3,5 lei (35.000 lei vechi)

iunie 2005

# conex Cluj

ANUL VI / Nr. 69

6/2005

ELECTRONICĂ PRACTICĂ PENTRU TOȚI



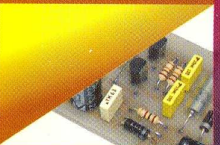
Sonerie electronică cu LS1240A



Tuometru digital



Programarea  $\mu$ C PIC 12C/12F



Detector de trecere prin zero



Service GSM - Samsung E700



Overture™ - Amplificator cu LM3886

**NOU**  
la Conex Electronic  
**PEREL®**  
TOOLS

## Transceiver digital emitor-receptor cu XTR-434

 **conex**  
electronic



[www.conexelectronic.ro](http://www.conexelectronic.ro)  
comenzi on-line

### GM862 - GSM



#### Key Features:

- Dual band GSM 900/1800 MHz
- Data, voice, SMS and fax
- Data speed up to 14,4 kbps
- Low power consumption
- Full type approval
- Compliant to GSM phase 2/2+
- Voltage range: 3,4 v/4,2 v
- Industrial pluggable interface
- Jamming Detection

● 85€

### GM862 - GPRS



#### Key Features:

- Dual band GSM 900/1800 MHz
- Data, voice, SMS and fax
- Data speed up to 57,6 kbps
- Low power consumption
- Full type approval
- GPRS class 8
- Compliant to GSM phase 2/2+
- Voltage range: 3,4 v/4,2 v
- Industrial pluggable interface
- Jamming Detection

● 89€

### GM862 - PCS



#### Key Features:

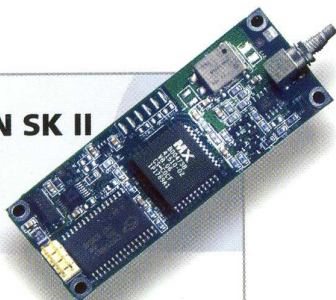
- Tri-band 900/1800/1900 MHz
- Data, voice, SMS and fax
- Data speed up to 57,6 kbps
- Low power consumption
- Full type approval
- GPRS class 10
- Compliant to GSM phase 2/2+
- Voltage range: 3,4 v/4,2 v
- Industrial pluggable interface
- Jamming Detection
- Camera support

● 93€

## Module GPS și antene



### LASSEN SK II



#### Caracteristici fizice:

- Dimensiuni: 82,6x31,2x10,2mm (fără conectori);
- Greutate: 19,6g (fără carcasa de protecție);
- Conectori: RF: SMB;
- Intrare/ieșire: 8 pini (2x4) cap de conectare 0,10";
- Tensiune primar: +5Vc.c., ±5%;
- Consum de putere: placa GPS - 95mA, 0,47W;

● 70€

### LASSEN SQ

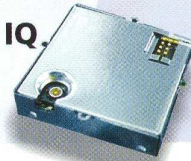


#### Caracteristici fizice:

- Dimensiuni exterioare: 26x26x6mm;
- Greutate: aprox. 5,7g, incluzând carcasa protectoare;
- Conectori:
- I/O: conector tată cu 8 pini (2x4), bandă micro-terminal; ASP 69533-01 sau similar;
- RF: conector coaxial cu secțiune mică HFL-R-SMT (10), 50Ω;
- Port Serial: 1 port serial (transmisie/recepție);
- PPS: 3,3V compatibil CMOS, impuls de nivel TTL;
- O dată pe secundă cu frontul de creștere al impulsului sincronizat cu UTC.

● 45€

### LASSEN IQ



#### Caracteristici fizice:

- Dimensiuni exterioare: 26x26x6mm;
- Greutate: aprox. 6,5g, incluzând carcasa protectoare;
- Conectori:
- I/O: conector tată cu 8 pini (2x4), bandă micro-terminal ASP 69533-01;
- RF: conector coaxial cu secțiune mică HFL-R-SMT (10), 50Ω;
- Port Serial: 2 porturi seriale (transmisie/recepție);
- PPS: 3,3V compatibil CMOS, impuls de nivel TTL.

● 46€

## Antene



# SUMAR

**Editorial** .....4  
*Amintiri din istoria radioului (IV)*

**Target 3001!** .....5  
*Sunt prezentate în continuare comenzile programului Target 3001!*

**Elemente de management termic al produselor electronice** .....9  
*Elemente de management termic al produselor electronice*

**Generarea semnalelor sinusoidale (II)** .....15  
*Generarea semnalelor sinusoidale de laborator prin sinteză digitală directă - DDS. Circuitul AD9851.*

**Experimente cu "Înaltă Tensiune" (II)** .....20  
*În acest episod sunt prezentate globurile de plasmă*

**Programarea  $\mu$ C PIC din seria 12C/12F** .....22  
*Unelte de dezvoltare, trucuri și sfaturi practice care privesc programarea  $\mu$ C PIC din seria 12C sau 12F*

**Tuometru digital** .....27  
*Kit electronic propus de Velleman, pentru domeniul auto, ce folosește la afișarea turăției motoarelor termice*

**Sonerie electronică** .....30  
*Aplicație în kit a circuitului LS1240A, produs de STMicroelectronics*

**Transceiver digital** .....31  
*Experiment realizat cu modulul AUREL XTR-434 și*

*prezentat în literatura franceză: emițător-receptor de 10mW*

**Detector de trecere prin zero a tensiunii rețelei electrice** .....34

*Pentru aplicații care privesc comanda în fază a tiristoarelor sau triacelor, detectarea trecerii prin zero a tensiunii de rețea sinusoidală se poate face cu ajutorul acestei aplicații*

**Catalog** .....40  
*Diode electroluminiscente (LED) bicolore și tricolore*

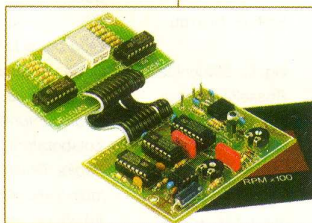
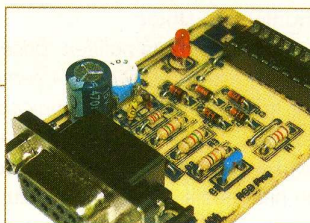
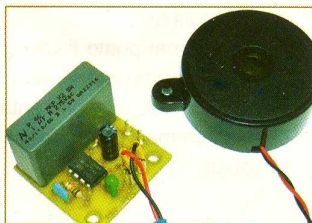
**Service GSM** .....41  
*Modul de implementare a încărcării acumulatorului Li-Ion la Samsung E700 și analiza unui defect semnalizat în practică*

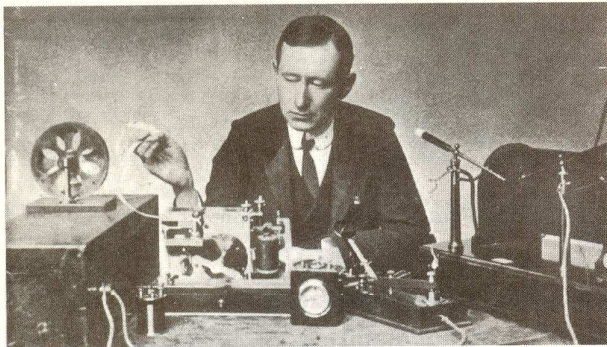
**Overture TM - High Performance Audio Power Amplifier Series (II)** .....44

*Amplificatoare audio de putere, performante; exemple de aplicație cu LM4766, LM4780 și LM3886*

**Software gratuit pentru electronică** .....48  
*Aplicații pentru realizarea și calculul transformatoarelor electrice de rețea și, respectiv simularea schemelor analogice și digitale*

**Pagina cu idei** .....50  
*Îndepărtarea pe cale electronică a țânțarilor!*





G. Marconi citind un mesaj telegrafic transmis în cod Morse

Prezența aparatelor de radio la bordul navelor a impus și construcția unui număr mare de stații de coastă ce aparțineau diverselor state sau societăți care nu colaborau între ele.

Este celebră întâmplarea când un mesaj al Prințului Heinrich al Prusiei trimis președintelui SUA Theodore Roosevelt, a fost refuzat de radiotelegrafistul de la bordul navei pe care se afla președintele pe motiv că nu făcea parte din societatea emițătoare. Și astfel s-a impus organizarea unei conferințe pentru armonizarea activității de radiotelegrafie care a și avut loc la Berlin în 1906. De remarcat că la această conferință sunt prezenți și delegați din Statele Unite și Rusia care includea pe însuși Popov.

Atunci s-a stabilit că stațiile de coastă erau obligate "să recepționeze sau să transmită mesaje de la unități în navigație fără discriminare". La conferința de la Berlin din 1906 au participat circa 29 de națiuni.

Problema spinoasă a acestei conferințe atât politică, cât și administrativă, a constituit-o alocarea frecvențelor. S-a convenit ca frecvențele cuprinse între 1000 și 500kHz să fie rezervate comunicațiilor maritime și publice, iar cele sub 188kHz au fost rezervate comunicațiilor de lungă distanță cu stațiile de coastă. Gama de frecvențe cuprinse între 500kHz și 188kHz era folosită pentru comunicații militare și guvernamentale. Toate caracteristicile tehnice și operaționale trebuiau anunțate la Biroul ITU de la Berna care a fost desemnat ca centru administrativ internațional pentru radiotelegrafie.

Toate stațiile trebuiau să aibă o licență guvernamentală, iar toți operatorii erau obligați să dețină o licență în urma unui examen. Se stipula expres folosirea alfabetului Morse, iar semnalul de pericol să fie SOS căruia i se atribuie semnificația "Save Our Souls" dar și pentru că suna inconfundabil prin simetria "punctelor și

liniilor" transmise în cod Morse.

În aceeași perioadă, ca semnal de avarie sau pericol, navele germane foloseau SOE, iar altele SQD. La naufragiul Titanicului în 1912, s-au folosit mai multe semnale de avarie creându-se mari confuzii plătite cu multe vieți omenești.

Marconi Company, chiar dacă era o societate privată, cu mult fair play a adoptat toate prevederile conferinței de la Berlin.

La următoarea Conferință de la Londra (1912) s-a discutat un nou plan de repartizare a frecvențelor și un program de priorități. Dar izbucnește primul război mondial și abia în 1927, circa 80 de delegații se întâlnesc la Washington pentru relansarea problemelor rămase în suspensie.

Acum se considerau trei probleme esențiale: radiodifuziunea, instalarea aparatului radio la bordul avioanelor și lărgirea spectrului de frecvențe până la 3MHz.

Pentru prima dată la o conferință, se folosea limba engleză și nu consacrată limbă franceză.

A fost creat Comitetul Consultativ Radio - organ echivalent cu cel pentru telegrafie.

Cuvântul Telecomunicații a fost adoptat, și în felul acesta s-a creat **International Telecommunication Union**.

Prin telecomunicații se definea "orice tip de transmisie, emisie și recepție a semnalelor, imagini și sunete sau a comunicațiilor de orice natură efectuate prin cabluri radio ce trec prin orice sistem electromagnetic."

Pentru prima dată în istoria radioului se întocmea un regulament cu articole normative.

După această conferință fenomenul *broadcasting* a devenit un potențial *mass-media*, iar aparatul folosit în unde scurte exclusiv de radioamatori, demonstra începutul comunicațiilor la mare distanță.

În 1934 nava franceză Normandy a fost dotată cu un sonar, precursorul radarului, iar în 1936 televiziunea era deja o realitate, fiindcă Deutsche Post a transmis în direct

Amintiri din

## istoria radioului (IV)

Ilie Mihăescu

unele faze de la Olimpiada de la Berlin.

Tot în 1936 un grup de cercetători englezi în frunte cu R. Watson Watt pun bazele practice asupra radarului.

Anul 1938 înseamnă Conferința de la Cairo, una din cele mai dificile, privind cooperarea internațională. Pe primul loc în ostilități s-a situat alocarea frecvențelor. Se stabilise, cu greu, că banda de la 6,5MHz la 23,38MHz să poată fi folosită numai pentru legături la mare distanță. Pentru radiodifuziune erau rezervate canalele 2300...2500kHz, 3300...3500kHz și 4770...4965kHz, 7200...7300kHz. În final, se mai face o alocare pentru radiodifuziune, banda 25,6...26,6MHz și ca o recunoaștere banda 28...30MHz se alocă serviciului de amator.

Frecvențele cuprinse între 30 și 200MHz au fost împărțite între americani și europeni în special pentru transmisii de televiziune.

Dar micile precizări de la această conferință nu împăcau pretențiile participanților și se spera într-o înțelegere la Conferința de la Montreaux din 1939.

Cum 1939 înseamnă începerea celui de-al doilea război mondial, colaborarea în domeniul telecomunicațiilor încetează pentru mulți ani.

Ce a urmat poate fi considerat contemporaneitate și nu istorie, deci nu amintiri.

Sper că succinta prezentare să fi adus câteva informații pentru utilizatorii și iubitorii radioului. ♦

### Bibliografie

- Prof. G. Cartianu *Curs de Radiotehnică I.P.B.*  
 Prof. E. Nicolau *Curs de Măsurători electrice și electronice I.P.B.*  
 ing. C. Stănculescu *Cartea radioamatorului*  
 Rossella Spadini *Radio Rivista 1980-1981*  
 ing. Cristian Colonați *Radiocomunicații digitale*  
 Dr. ing. Andrei Ciontu și colaboratorii: *Pagini din istoria electronicii și radiocomunicațiilor*  
 ing. I. Mihăescu *Articole în revistele Tehnium și Radiocomunicații & Radioamatorism*

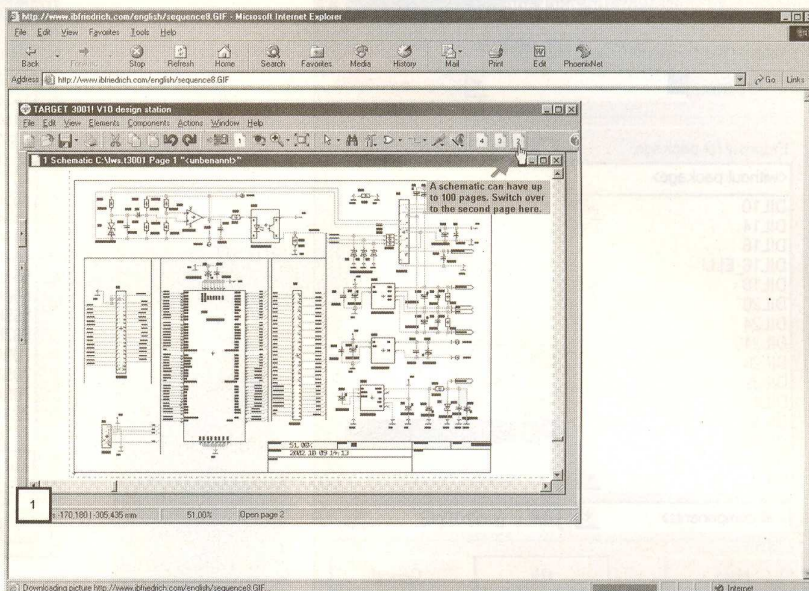
# Target 3001!

## Circuite imprimate

Lucian Bercian

lucian.bercian@conexelectronic.ro

download versiune gratuită la:  
http://www.ibfriedrich.com



### 6.6. Reîncărcarea proprietăților componentelor

Sunt reîncărcate numai proprietățile componentelor din schema electrică (figura 5).

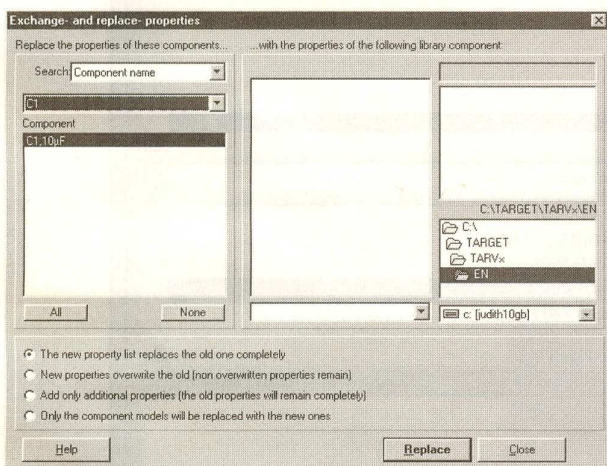


Fig. 5

Se selectează în partea stângă a ferestrei de dialog componenta sau componentele ale căror proprietăți se schimbă. În partea dreaptă se aleg componentele care trebuie să ia proprietăți noi. În partea de jos se selectează modul în care sunt tratate proprietățile componentelor.

### 6.7. Exportul unei componente

Selectați mai întâi biblioteca și introduceți un nume potrivit pentru

componentă (figura 6). Puteți de asemenea crea, cu butonul potrivit, o nouă bibliotecă.

În această a doua fereastră de dialog trebuie să introduceți prefixul potrivit cum ar fi "IC" sau "R" și selectați capsula

### 6.8. Importul simbolurilor

Alegeți o bibliotecă în mijlocul părții drepte și o componentă de deasupra. Calea către directorul respectiv se găsește dedesubt (figura 8). În folderul "Component Selection" găsiți componenta dorită într-o structură arborescentă clasificată pe categorii și subcategorii. Folderul "Component Search" dă posibilitatea căutării după anumite proprietăți, valori, nume.

În partea stângă se vede o pictogramă a componentei și dedesubt descrierea ei. Trei butoane dau informații suplimentare: o părghie între simbol și capsulă, căutarea sau editarea informațiilor despre

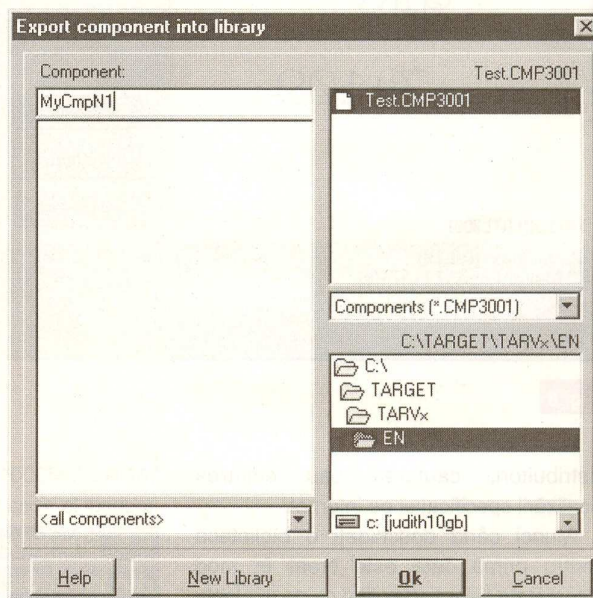


Fig. 6

corespunzătoare (figura 7). Dacă selectați <without package> componenta nu va avea nevoie de o capsulă ca și celelalte (de exemplu formatul cu cartuș pentru desene).

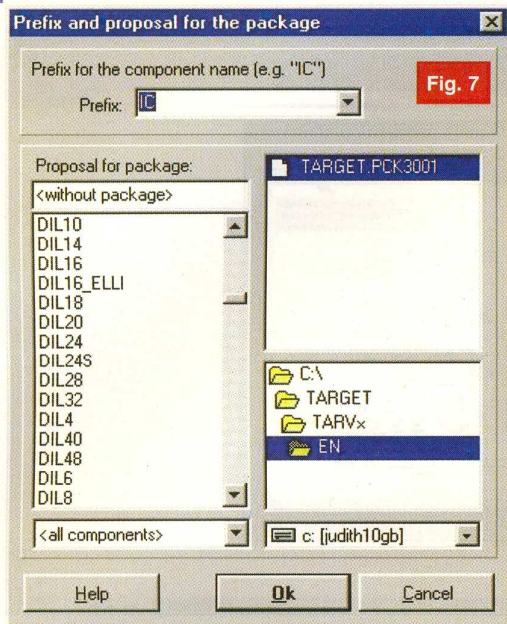


Fig. 7

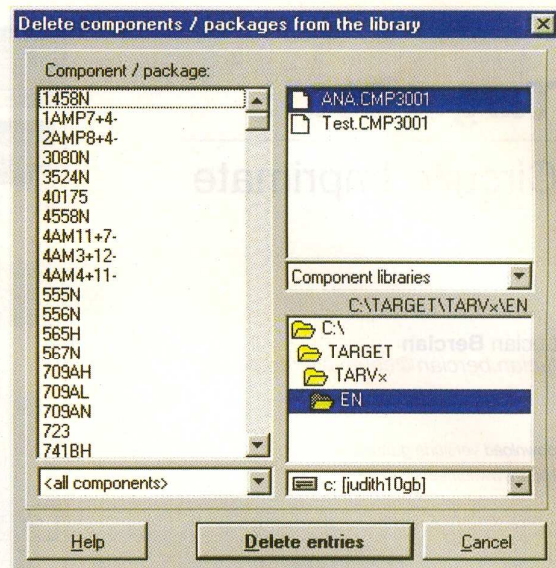


Fig. 9

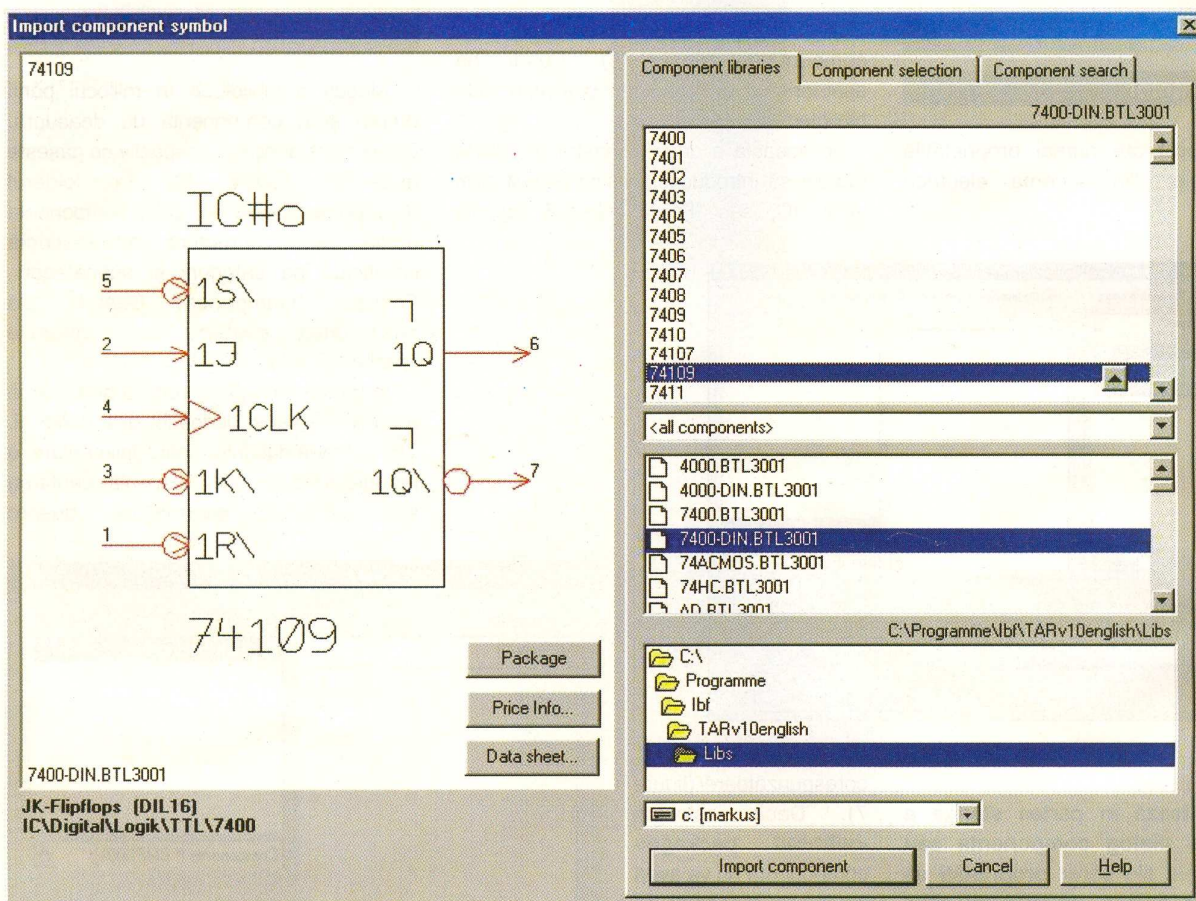


Fig. 8

distribuitori, căutarea sau editarea localizării specificației pe internet.

Atunci când deschideți o bibliotecă pentru prima dată este creat în mod automat un fișier (index file) ca de exemplu

"ANA.SYM3001IND". Acesta grăbește accesul la acea bibliotecă.

### 6.9. Ștergerea unei componente din bibliotecă

Alegeți o bibliotecă în partea dreaptă și selectați în partea stângă una sau mai multe componente (figura 9). Apăsați "Delete entries" pentru a înlătura componentele selectate.

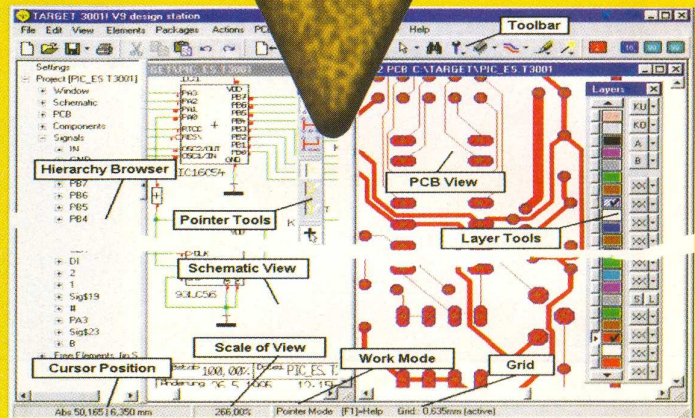
- ◆ Editare scheme
- ◆ Proiectare cablaje
- ◆ Simularea funcționării circuitelor electrice

Bugetul firmei dvs. poate suporta TARGET 3001. Alegeți versiunea de program potrivită aplicațiilor proprii dezvoltate.\*

Angajații firmei dumneavoastră vor fi mulțumiți, iar economiile de timp și bani sunt importante. Întrebați-vă angajații ce părere au despre TARGET 3001!

Download versiune gratuită la [www.ibfriedrich.com](http://www.ibfriedrich.com)

De ce să achiziționați un program mai scump dacă TARGET 3001 oferă aceleași performanțe la costuri mult mai mici?!



Câștigați timp elaborând proiectele dvs. utilizând TARGET 3001!

\*Versiuni:

**TARGET 3001! V11 "light"** - 400 pini/ pastile, 42.24EUR  
2 straturi, simulare până la 25 de semnale;

**TARGET 3001! V11 "smart"** - 700 pini/ pastile, 128.45EUR  
2 straturi, simulare până la 50 de semnale;

**TARGET 3001! "economy"** - 1000 pini/ pastile 4 straturi, simulare până la 75 de semnale;

**TARGET 3001! "professional"** - număr nelimitat de pini/pastile, 100 straturi, simulare până la 100 de semnale;

**TARGET 3001! "design station"** - număr nelimitat de pini/pastile, 100 straturi, număr nelimitat de semnale simulate.

Oferte speciale pentru școli și studenți!

\* Prețurile nu includ T.V.A.

prin



**conex**  
**electronic**

023725 Str. Maica Domnului nr. 48, sector 2, București  
Tel.: 021/242.22.06, 021/242.77.66; Fax: 021/242.09.79

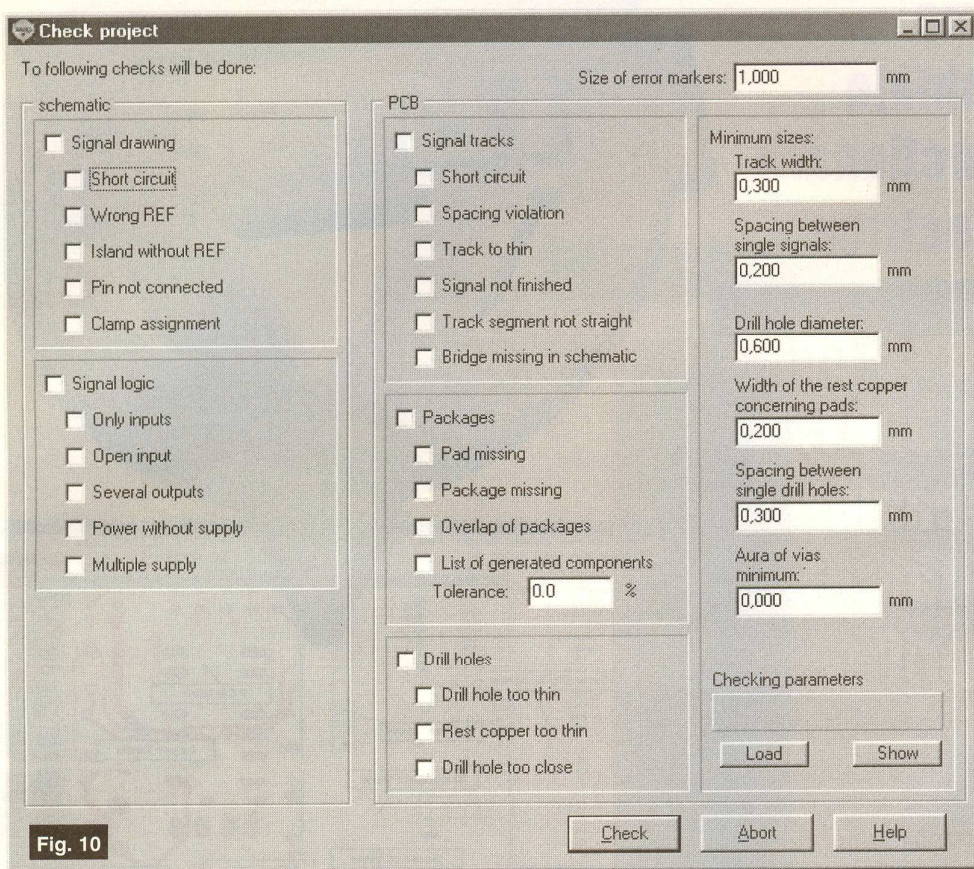


Fig. 10

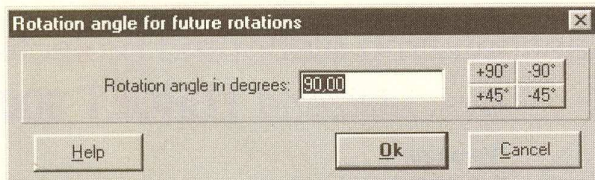


Fig. 11

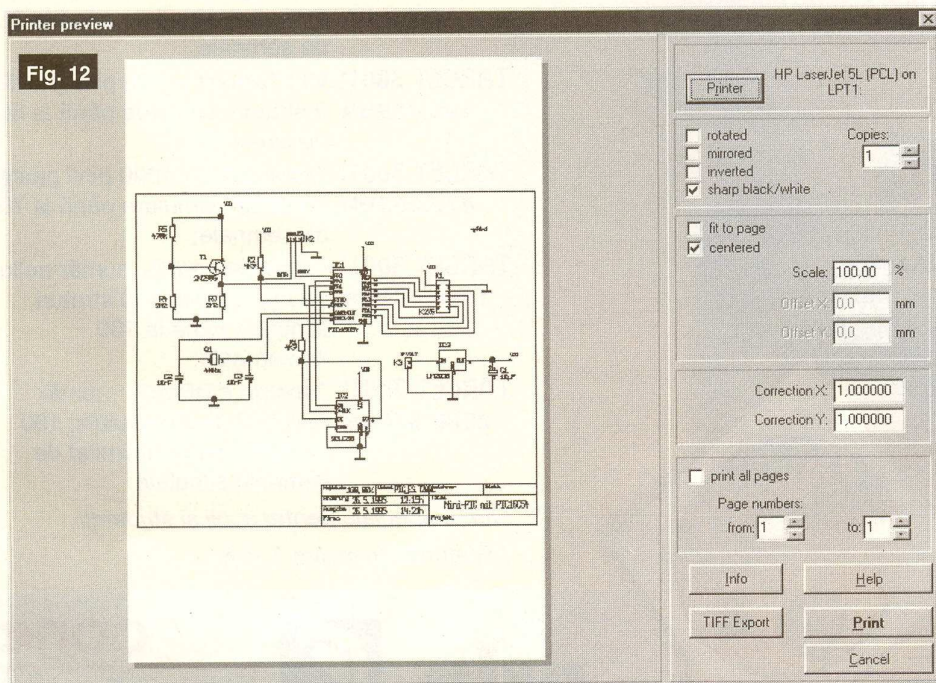


Fig. 12

## 6.10. Verificarea proiectului (DRC)

Verificarea regulilor de desenare (DRC) arată dacă desenul circuitului imprimat respectă sau nu condițiile de spațiere ale elementelor de circuit și valorile lor minime setate inițial (figura 10). Este verificată de asemenea respectarea regulilor electrice. Toate erorile sunt listate și pot fi salvate într-un fișier. La sfârșitul listei sunt arătate unele date statistice privind circuitul imprimat. Erorile sunt marcate printr-un semn specific. Cu dublu clic **M11** pe semn se poate vizualiza textul care explică natura erorii semnalate.

## 6.11. Alegerea unghiului de rotație

Introduceți unghiul pentru rotațiile următoare. Sunt acceptate unghiurile exprimate ca numere reale.

## 6.12. Tipărirea

În partea stângă se vede proiectul într-o primă vizualizare pe monitor. Se văd exact acele straturi sau foi care au fost activate în "Configure layers".

Aria tipărită cuprinde toate elementele vizibile astfel încât este recomandabil ca stratul care conține conturul să fie făcut vizibil pentru a încadra la tipărire întregul proiect.

Factorul de scară (**Scale**) trebuie introdus în procente. În mod suplimentar se pot introduce factori de corecție separați pe axa X și pe axa Y (**Correction**) dacă dispozitivul de ieșire introduce deformări. Cu parametri setați la **Offset** se poate deplasa desenul manual pe foaia de hârtie. Comanda **Centered** determină așezarea desenului în mijlocul paginii și comanda **fit to page** determină mărirea maximă a desenului.

Toate culorile pot fi transformate în culoarea neagră prin folosirea comenzii **sharp black/white**.



## Elemente de management termic al produselor electronice

Configurarea unui profil de temperatură adecvat pentru lipirea componentelor cu montare pe suprafață (SMD) - prima parte -

În cadrul serialului încheiat luna trecută a fost prezentată concepția și dezvoltarea unui echipament electronic de monitorizare a temperaturii în procesele tehnologice. Un exemplu de astfel de proces, în care cunoașterea, configurarea și păstrarea temperaturii în anumite limite bine precizate, este și cel de lipire a componentelor cu montare pe suprafață (SMD). Astfel, așa cum autorul a precizat într-un articol anterior, tehnologia montării pe suprafață (SMT) a componentelor electronice pasive și active a reprezentat în momentul introducerii sale pe piață și reprezintă și astăzi o adevărată revoluție în industria electronică, fiind considerată un factor hotărâtor în direcția miniaturizării produselor electronice. Motivul principal al apariției acestei tehnologii l-a reprezentat dorința fabricanților de produse de a

80% din dimensiunile inițiale, rezultat absolut remarcabil avându-se în vedere cerințele din electronica actuală.

În aceste condiții, stăpânirea aspectelor legate de managementul termic al lipirii componentelor cu montare pe suprafață pe placa de circuit imprimat a devenit un factor esențial în obținerea succesului produselor electronice bazate pe tehnologia SMT.

Realizarea modulelor electronice SMT, în condiții de fiabilitate ridicată, presupune utilizarea unor instalații, aparate și utilaje specifice, de mare precizie, capabile să asigure condițiile de asamblare ale componentelor pe placă, realizarea lipiturilor fiabile între componente și placă, să asigure testarea lipiturilor, depistarea și înlocuirea componentelor defecte și, în final, verificarea și punerea în funcțiune a modulului electronic.

Prezentul articol își propune să prezinte unele aspecte legate de lipirea componentelor cu montare pe suprafață. Spre deosebire de lipirea prin jet de aer cald, procedeu serial de mică productivitate și probabilitate crescută de generare a imperfecțiunilor și

defectelor de lipire, utilizarea unui cuptor specializat cu bandă transportoare (figura 1) și multiple zone de încălzire configurabile software prezintă avantaje majore din toate punctele de vedere.



Fig. 1  
Cuptor SMT cu bandă transportoare

eficientiza aria plăcii de circuit imprimat și de a reduce volumul produselor electronice. Ca exemplu de reducere a dimensiunilor plăcii, se poate spune că pentru un modul electronic simplu strat utilizarea SMD-urilor conduce la micșorarea de două ori a ariei PCB. În cazul în care componentele sunt dispuse pe ambele fețe ale plăcii se poate ajunge la reducerea de patru ori a ariei. În plus față de dimensiunile reduse în planul XOY, SMD-urile prezintă și o înălțime semnificativ redusă. Concluzia este că prin utilizarea componentelor SMT, prin montarea acestora pe ambele fețe ale plăcii și prin creșterea densității "on-board" se poate obține o reducere de până la

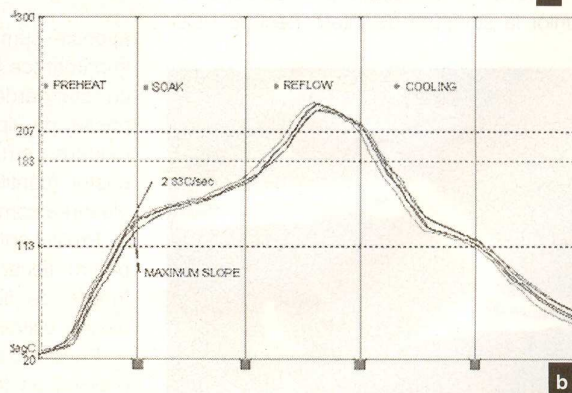
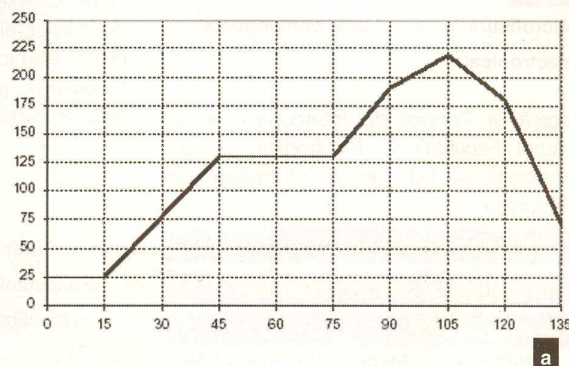


Fig 2

Exemplu de profil termic de lipire pentru componentele cu montare pe suprafață (a - ideal, b - real)

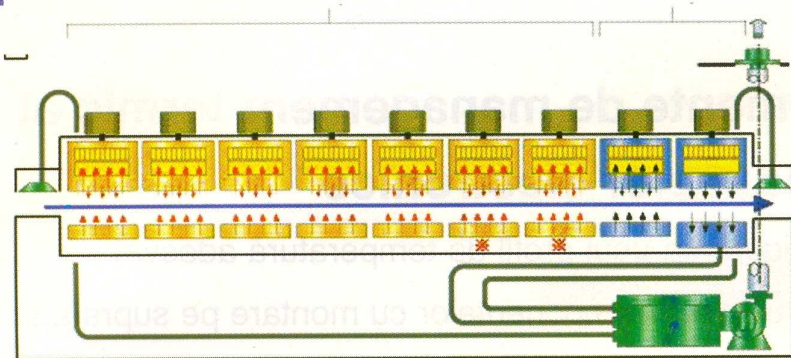


Fig. 3

Schema bloc a unui cuptor SMT cu lipire prin retopire prezentând mai multe zone termice controlabile

În cadrul prezentului articol accentul se va pune pe înțelegerea fluxului tehnologic al procesului de lipire. Exemplificarea practică va fi făcută pe un cuptor din dotarea Centrului de Electronică Tehno-



Fig. 4

Microfisură în corpul unei componente electronice

logică și Tehnici de Interconectare din cadrul Facultății de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației din București.

### Stabilirea profilului de temperatură în procesul de lipire SMT

Profilul de contactare prin lipire a SMD-urilor la structura de interconectare PCB,

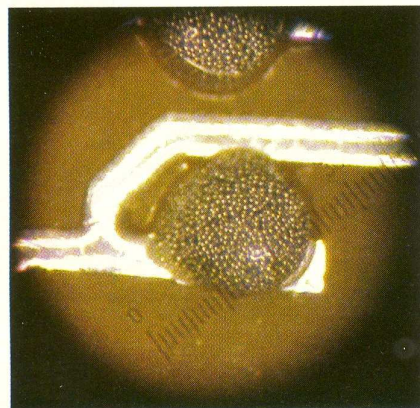
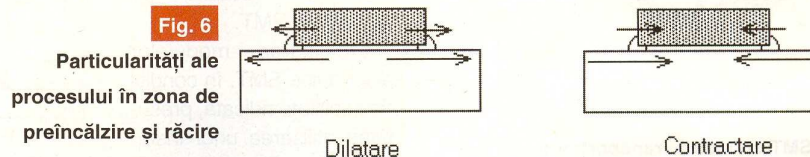


Fig. 5

Aspectul pastei de lipire pentru SMD-uri

cunoscut în tehnologie sub numele de "profil termic", este unul din elementele esențiale din cadrul fluxului de fabricație, cu un impact de "bandă largă" asupra produsului final. Profilul reprezintă în mod grafic dependența de timp/distanță a temperaturii unui punct de pe placa de circuit imprimat. Ideal, toate punctele de pe placă ar trebui să prezinte același profil de temperatură. Pentru stabilirea unui profil termic corect trebuie să se cunoască viteza benzii transportoare a cuptorului în care se realizează lipirea și temperaturile din fiecare zonă a cuptorului. Una din aplicațiile echipamentului electronic de monitorizare a temperaturii dezvoltat în cadrul Universității "Politehnica" din București tocmai utilizarea sa pentru stabilirea exactă a temperaturilor zonelor din cuptoarele de lipire SMT. Evident, un profil termic adecvat nu conduce la rezolvarea tuturor problemelor. Trebuie luate în considerare, de asemenea, și alte



aspecte cum ar fi: proiectarea circuitului imprimat (ce trebuie făcută în concordanță cu standardele internaționale), calitatea pastei de lipire (proprietăți de curgere, oxidare, structură internă), depunerea pastei (cantitatea și poziția "picăturilor"), plasarea componentelor, etc.

Profilul optim nu este unic, el fiind definit pentru fiecare tip de pastă de lipire în funcție de fluxul, granulația și metalele/aliajele utilizate.

Pentru extragerea profilului se folosesc o placă de test (de tipul celei ce trebuie realizate în producția de serie) și un echipament de monitorizare a temperaturilor (asemănător cu cel descris în serialul încheiat luna trecută). Sunt necesare minim 4 termocupluri ce se vor

amplasa (prin fixare cu bandă adezivă rezistentă la temperatură sau adezivi speciali) la locațiile dorite de pe placă. Viteza inițială a benzii transportoare poate fi mare (de exemplu 30 inch/minut), generându-se astfel primul profil de temperatură. Se poate scădea apoi viteza benzii transportoare până la obținerea unui profil cât mai apropiat de cel indicat de producătorul pastei. Alegerea atentă a profilului este necesară în vederea evitării deteriorării structurii PCB sau componentelor electronice.

Așa cum se poate observa în figura 2, se pot defini patru faze (zone) ale procesului de lipire prin retopire (de multe ori acestea sunt asimilate cu zonele de temperatură din cuptor):

- **PREHEAT** - faza de preîncălzire, unde sunt evaporate substanțele volatile din pasta de lipire.
- **SOAK** - faza de umectare/egalizare, unde toate subsamblele sunt aduse la aceeași temperatură, apropiată de temperatura de topire a aliajului.
- **REFLOW** - faza de lipire, unde se face o încălzire mai puternică, peste temperatura de topire a aliajului într-un anumit timp.
- **COOLING** - faza de răcire, care în multe cazuri este plasată în afara cuptorului și se face prin convecție forțată cu aer din exterior.

Din punct de vedere tehnic, nu sunt necesare alte faze. Însă, dacă pentru fiecare fază sus menționată se alocă mai

mult de o zonă termică controlabilă, fiecare zonă va controla un anumit segment de curbă din profilul termic, iar profilul termic ideal va fi mai ușor de obținut. Contrar aparențelor, creșterea numărului de zone termice nu duce la mărirea timpului de procesare, deoarece se mărește viteza de trecere prin cuptor. De obicei, întreaga procesare de lipire prin retopire durează între 4 și 6 minute.

De remarcat este faptul că aceste faze/zone nu corespund totdeauna cu zonele termice ale cuptorului. Este important de a controla forma curbei de temperatură în fiecare zonă menționată mai sus. Un cuptor care are multe zone de temperatură setabile, va fi mai ușor de

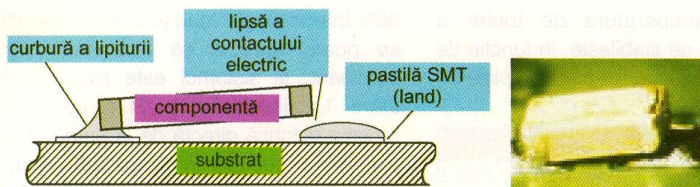


Fig. 7

### Defect de lipire cauzat de dezechilibrul de masă al pastei de lipire depuse

manevrat pentru a obține un profil dorit. Pentru fiecare tip de placă vor exista alte setări ale cuptorului (viteza benzii și temperaturile) pentru obținerea aceluiași profil termic (folosirea aceleiași paste de lipit).

După cum s-a spus la început, pentru o bună calitate a procesului de lipire este necesar ca pentru fiecare lipitură să se asigure pe cât posibil același profil termic.

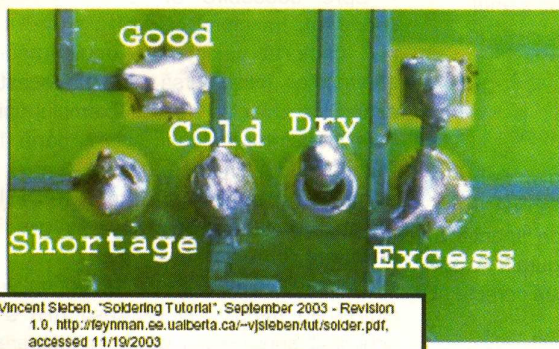


Fig. 8

### Exemple de lipituri corecte și incorecte

Din cauza distribuției neuniforme a masei termice și a conductibilității termice (traseele de cupru), acest lucru este practic imposibil. De aceea, se acceptă compromisul de a încadra profilele termice ale fiecărei lipituri într-o bandă termică proprie plăcii. Această bandă de temperatură, de 5 ... 10°C, este definită ca diferența maximă de temperatură dintre oricare două puncte ale plăcii. Dacă prin măsurarea unui profil termic într-un punct oarecare al plăcii se obține o diferență mai mare de 10°C față de un profil al altui punct de pe placă (la același moment de timp), se vor schimba setările cuptorului și se vor relua măsurările.

Dacă se dispune de o bază de date cu setările necesare pentru un cuptor, pentru o placă nouă sunt necesare în general minim trei treceri cu măsurarea profilelor în punctele critice. Astfel, noul profil pentru noul tip de placă va fi memorat și va îmbogăți baza de date. Totuși, aceste operații sunt în general consumatoare de

timp, iar pentru o întreprindere ce fabrică o varietate mare de module electronice SMT, acest lucru duce la scăderea productivității. Din acest motiv, în centrele de cercetare se dezvoltă aplicații care permit evaluarea virtuală a procesului de lipire încă din faza de proiectare PCB. În acest mod, proiectantul poate estima setările pentru cuptor, poate simula procesul de contactare și eventual poate corecta proiectul pentru a asigura compatibilitatea cu procesul de lipire.

### Zona (faza) de preîncălzire

În aceasta zonă, principalul element ce trebuie luat în considerare este panta de creștere a temperaturii. O pantă de creștere de circa 2 - 3°C/s și o temperatură finală de preîncălzire de circa 100 - 125°C sunt valori uzuale întâlnite în procesele de lipire SMT. O pantă de creștere mai abruptă (peste 4°C/s) poate conduce la microfisuri în corpul componentelor (în

special la condensatoarele ceramice multistrat și circuite integrate - figura 4) și la scăderea performanțelor sau chiar la defectarea acestora. Acest lucru se datorează coeficienților de dilatație diferiți ai componentelor, aliajului și substratului.

Pe de altă parte, o pantă prea mare poate conduce la împrăștierea pastei și formarea biluțelor de aliaj. Acest fenomen este cauzat de faptul că pasta de lipire nu este omogenă, ci se prezintă ca în figura 5, sub forma unui număr foarte mare de sfere de aliaj minuscule scufundate în flux.

În cazul unei pante prea mici de creștere a temperaturii apare efectul de oxidare a pulberii metalice din pastă (timpul de procesare crește). Temperatura finală din zona de preîncălzire este temperatura inițială a zonei care urmează, cea de umectare/egalizare.

### Zona (faza) de umectare

Numele acestei zone provine de la faptul că aici se asigură condițiile de "aderență" a suprafețelor ce vor fi contactate cu aliajul de lipit. Această zonă mai este denumită, paradoxal, "zonă de

uscare" în cazul în care se face referire la activarea fluxurilor din pastă. Aceste substanțe sublimează (particulele solide) sau se evaporă (particulele lichide) pe măsură ce reacționează cu metalul de acoperire a componentelor și pad-urilor (land-urilor) SMT sau cu particulele metalice din pastă. În această zonă se urmărește ca întreaga placă să ajungă la o anumită temperatură, pentru a permite acțiunea fluxurilor din pastă.

Dezechilibrul de masă al pastei de lipire depuse pe pastilele asociate unei componente poate conduce la apariția defectelor (figura 7, a, b, c).

Panta de creștere a temperaturii din această zonă este mică sau foarte mică (de obicei curba în această zonă este plată). Scopul parcurgerii zonei este de a ridica și uniformiza temperaturile pe întreaga suprafață a plăcii. Temperatura din această fază este indicată de producătorul pastei de lipire, în funcție de proprietățile fluxurilor din pastă. De asemenea, timpul în care este parcursă această zonă este foarte important, pe de o parte pentru că trebuie asigurată uniformizarea fiecărei porțiuni de placă (masa termică a plăcii are de regulă o distribuție neuniformă) și pe de altă parte pentru că acțiunea fluxurilor (degresare, mărime a tensiunii superficiale) este un proces ce trebuie desfășurat sub control. În cazul unui timp prea lung (viteză mică a

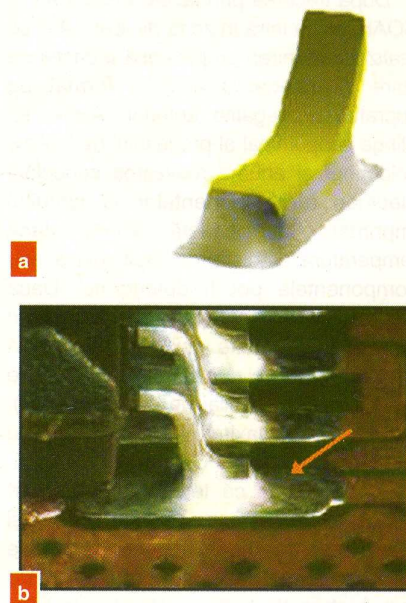


Fig. 9

Lipituri de calitate ale terminalelor componentelor SMD (imagine generată prin soft și fotografie a unor lipituri de înaltă calitate)

transportorului) de străbateră a acestei zone, pot apare decolorări sau modificări structurale ale substratului din cauza temperaturii de vitrifiere ("glass temperature") relativ scăzute (115 - 150°C). Dacă timpul de străbateră a acestei zone este prea mic, fluxurile nu vor putea asigura calitatea unei umectări adecvate (aliajul nu se va întinde corespunzător) și, în plus, neexistând timpul necesar sublimării sau evaporării acestora, va fi necesară spălarea plăcii.

În practică s-a constatat că această zonă este deosebit de importantă în special în ceea ce privește fiabilitatea produsului fabricat. Producătorii

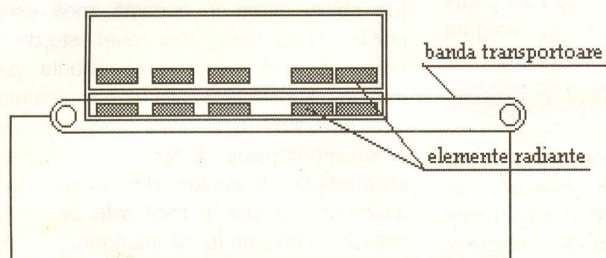


Fig. 10

Schema bloc a unui sistem cu radiație IR dominantă

cuptoarelor cu zone termice multiple și setabile alocă un număr mai mare de zone acestei faze, în vederea unei modelări adecvate a profilului termic (a se vedea figura 3).

### Zona (faza) de lipire

După trecerea prin fazele PREHEAT și SOAK, placa intră în zona de lipire. Aici se realizează topirea propriu-zisă a pastei de lipire și întinderea aliajului format pe suprafețele pregătite anterior. Astfel, se atinge scopul final al procesului de "reflow soldering" și anume realizarea conectării electrice a componentelor la circuitul imprimat. În această zonă, dacă temperatura crește prea mult, placa sau componentele pot fi deteriorate. Dacă temperatura este prea mică, se obțin lipituri reci sau granulate (nu se realizează meniscul global ci numai meniscuri parțiale între particule de aliaj de diferite mărimi). Temperatura maximă este bine să nu depășească 230°C. Ca regulă generală, se poate spune că temperatura de vârf atinsă în această zonă (care este și temperatura maximă din proces) este bine să fie cu maximum 20°C peste temperatura de topire a aliajului de lipire folosit. Pentru aliajul Sn63Pb37 temperatura de topire este de 183°C. Practic s-a demonstrat că temperaturile de vârf optime pentru procesarea cu acest tip de pastă sunt de 210 - 220°C. În legătură cu timpul cât ar trebui ca temperatura locală să

depășească temperatura de topire a aliajului, acesta se stabilește, în funcție de tipologia și particularitățile plăcii, în plaja 30 - 90 s.

### Zona (faza) de răcire

Această ultimă zonă nu este de obicei luată în calcul, considerându-se că procesul de contactare este încheiat și nu mai sunt necesare alte setări. Chiar și producătorii cuptoarelor de multe ori neglijează acest aspect și pun la ieșirea din cuptor un simplu ventilator care răcește prin convecție forțată placa. Este bine a se asigura o răcire rapidă (valoarea uzuală este de circa -10°C/s) pentru că în acest

80% într-un singur mod (convecție sau IR), se poate aprecia că acel mod este dominant, și sistemul este clasificat ca atare. La sistemele cu IR și convecție, radiația calorică directă de la surse apare în mijlocul spectrului infraroșu (2,5...5mm). De obicei, aceasta reprezintă circa 50...60% din căldura necesară pentru retopire. Celelalte procente sunt date de convecția aerului cald în cuptor. De obicei, cuptoarele au o bandă transportoare, care mișcă placa de-a lungul unor zone cu temperatură controlată (figurile 1 și 3). Numărul acestor zone poate fi între 2 și 20, fiecare dintre ele fiind încălzită cu lămpi IR sau panouri ceramice, iar controlul se face cu termocupluri interne.

### Mecanismul transferului de căldură în sistemele cu radiație IR dominantă

Spre deosebire de convecție sau conducție, transferul căldurii prin radiație nu necesită existența unui mediu intermediar între sursă și țintă, acesta având loc chiar și în vid. Exemplul tipic este transferul căldurii solare până la Pământ. De asemenea, gazele, cum ar fi aerul sau azotul sunt transparente la radiația IR și nu joacă nici un rol în transferul pur radiativ.

Concepția despre lipirea componentelor SMD prin retopire în infraroșu (IR) s-a schimbat considerabil de la introducerea sa, la începutul anilor '80. Acest procedeu nu era popular în acea perioadă din cauză că producea arsuri sau decolorări ale plăcilor de circuit imprimat sau chiar modifica vizual aspectul unor componente sensibile la temperatură. În ziua de azi s-a ajuns ca acest procedeu să fie cel mai utilizat pentru realizarea lipirii SMD-urilor.

Transferul căldurii între două corpuri aflate la temperaturi diferite este guvernat de ecuația:

$$Q = V \times E_s \times A_t \times K \times (T_s^4 - T_t^4)$$

unde Q - fluxul caloric transferat prin IR (W/cm<sup>2</sup>)

V - factorul de vedere geometric

E<sub>s</sub> - emisivitatea sursei

A<sub>t</sub> - absorbivitatea țintei

K - constanta Stefan Boltzmann (5,67 x 10<sup>-12</sup> W/cm<sup>2</sup>K<sup>4</sup>)

T<sub>s</sub> - temperatura sursei (K)

T<sub>t</sub> - temperatura țintei (K)

Emisivitatea și absorbivitatea sunt mărimi subunitare și se referă la comparația schimbului de căldură prin radiație cu corpul negru. Factorul de vedere geometric reprezintă partea fluxului de căldură care ajunge efectiv la țintă. De regulă, în cuptoare acesta este foarte

fel trecerea interfazică a aliajului de lipire, din starea lichidă în starea solidă, este accelerată, și probabilitatea de apariție a lipiturilor granulate scade. În figura 8 se pot vedea câteva exemple de lipituri corecte și incorecte.

Totuși, o pantă prea mare de descreștere a temperaturii nu este indicată din cauza posibilității apariției de microfisuri (același fenomen ca la preîncălzire) cauzate de coeficienții de dilatare diferiți ai materialelor compozite din componente. De asemenea, pentru asigurarea unei răcirii rapide este necesar un flux de aer cu viteză mare ce poate dizloca componentele cu inerție termică mare, unde aliajul de lipit nu s-a solidificat.

În final trebuie să se obțină lipituri ca cele prezentate în figura 9.

### Sisteme de lipire SMT

Asociația producătorilor de echipamente de montare pe suprafață (SMEMA), a definit trei tipuri de procese de lipire prin retopire:

- Clasa I: sisteme cu radiație IR dominantă.
- Clasa II: sisteme cu convecție sau IR dominantă (selectabile).
- Clasa III: sisteme cu convecție dominantă.

În toate aceste sisteme există atât surse de radiație cât și de convecție, dar ponderea lor diferă. Dacă un sistem transferă căldură în proporție de peste

apropiat de 1 (fluxul caloric este perpendicular pe țintă), însă în unele cazuri particulare energia termică ce ajunge la componentă poate fi insuficientă. Ca urmare, în cuptoarele cu bandă transportoare factorul de vedere este o mărime variabilă în timp și trebuie luat în considerare.

Lungimea de undă pentru radiația produsă este determinată de legea distribuției Wien:

$$W_p = K_w / T_s$$

unde:  $W_p$  - lungimea de undă a emisiunii principale ( $\mu\text{m}$ )

$K_w$  - constanta Wien (5215,6  $\mu\text{m K}$ )

$T_s$  - temperatura sursei

În concluzie, pentru a obține lungimi de undă mai mici, trebuie mărită temperatura sursei. Din întreg spectrul infraroșu (0,78...1000  $\mu\text{m}$ ), numai undele cu lungimea 1...5  $\mu\text{m}$  sunt folosite la procesarea produselor electronice. Dintre acestea, cele între 1  $\mu\text{m}$  și 2,5  $\mu\text{m}$  sunt considerate IR scurte, iar cele de la 2,5  $\mu\text{m}$  la 5  $\mu\text{m}$  sunt IR medii. Din cauză că rata de încălzire a suprafețelor procesate nu trebuie să depășească (de regulă) 3...4°C/s, temperatura sursei nu poate fi crescută prea mult. Când se utilizează radiația IR scurtă se transferă mai multă căldură la componentele întunecate și mai puțină componentelor deschise la culoare, radiația IR lungă fiind aproape neselectivă la culoarea componentelor (căldura este uniform distribuită). Totuși radiația IR lungă are dezavantajul că duce la creșterea susceptibilității la umbră și reflectare.

libere. Orice corp din mediul ambiant cu o temperatură diferită de cea înconjurătoare, schimbă căldură cu mediul prin convecție liberă.

Ecuția generală a transferului căldurii prin convecție este:

$$Q = H \times \Delta T$$

unde:  $Q$  - fluxul caloric transferat prin convecție ( $\text{W}/\text{cm}^2$ )

$H$  - coeficientul de convecție ( $\text{W}/\text{cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$ )

$\Delta T$  - diferența de temperatură între fluid și obiect ( $^\circ\text{C}$ ).

Coeficientul de convecție depinde de viteza de circulație a fluidului, de forma suprafeței măturate de fluid și de unghiul de curgere al fluidului în imediata vecinătate a suprafeței. După cum se poate vedea și în figura 11, aerul sau gazul inert din incinta cuptorului este încălzit de o serie de radiatoare (rezistențe din aliaj nichel-crom în ceramică). Gazul și fumul sunt degajate din ultima zonă (soldering) spre exterior. În toate zonele, gazul este circulat prin orificii speciale de dimensiuni mici, pentru uniformizarea vitezei de curgere. Avantajul acestor tipuri de cuptoare este că temperatura plăcii nu va depăși niciodată temperatura fluidului ce transportă căldura.

### Transferul de căldură în sistemele combinate IR/convecție

Procentul de transfer al căldurii pentru sistemele combinate este de regulă 60% convecție la 40% IR. Radiatoarele ceramice de obicei lucrează la temperaturi

prezintă însă unele deficiențe în topirea completă a pastei de lipit. Astfel, din cauza circulației aerului, pasta formează o crustă superficială, care poate împiedica continuitatea transferului termic. Această crustă poate "exploda" în zona de lipire propriu-zisă (solder splatter). Acest lucru nu se întâmplă la IR, unde radiația penetrează placa și grăbește topirea pastei, deci sunt evitate "exploziile" și "bilele" de aliaj de lipire.

Uniformitatea încălzirii a devenit critică la componente de generație recentă, cum ar fi BGA sau microBGA. Aici, energia radiată nu este suficientă pentru a penetra până la "bumbii" (biluțele) de sub capsulă, avantajul convecției dominante fiind evident. Din acest motiv, majoritatea sistemelor produse în prezent sunt de tip combinat, convecția având un ușor avantaj.

Folosirea azotului ca fluid de transport al căldurii a devenit uzuală odată cu folosirea pe scară largă a pastelor ce conțin pulberii solide cu granulație mică a și fluxuri fără spălare.

Azotul previne oxidarea atât a particulelor din aliaj cât și a terminalelor componentelor și pad-urilor de pe PCB. Odată cu scăderea dimensiunilor capsulelor (fine și ultrafine pitch), sunt necesare granulații din ce în ce mai fine pentru pastele de lipire. Acest lucru conduce însă la mărirea suprafeței expuse la oxidare. Spre deosebire de lipirea în val, unde se poate folosi de asemenea gazul inert pentru a permite folosirea de fluxuri mai puțin active, la "reflow soldering" folosirea azotului are un dublu scop: pe de o parte se elimină fluxurile acide iar pe de altă parte, prin scăderea dimensiunilor granulelor metalice din pastă, se pot procesa package-uri cu terminale foarte apropiate. De exemplu, s-a constatat o reducere semnificativă a decolorării plăcii pentru o concentrație de oxigen de sub 10000 ppm. Prevenirea oxidării pentru fluxurile fără reziduuri se face pentru un conținut în oxigen sub 100 ppm. Sub 30 ppm oxigen nu s-a constatat nici un beneficiu.

Este evident că în sistemele cu IR dominant este mult mai ușoară folosirea azotului, deoarece nu există mișcare internă a acestuia. Se introduce cantitatea de gaz necesară pentru a micșora procentul de oxigen. La sistemele cu convecție, folosirea azotului complică construcția deoarece gazul trebuie recirculat și în final evacuat. Cu cât transferul este preponderent convectiv, cu atât este necesară o circulație mai rapidă a gazului, deci consum și cost crescute. ♦

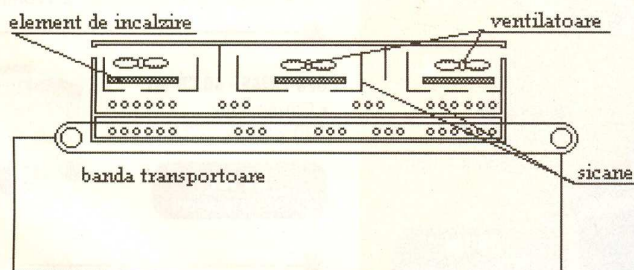


Fig.11

Schema bloc a unui sistem cu convecție dominantă

Acesta este principalul dezavantaj al sistemelor cu transfer IR dominant.

### Mecanismul transferului de căldură în sistemele cu convecție dominantă

Transferul căldurii prin convecție are loc atunci când există un contact fizic între un fluid (lichid sau gaz) la o temperatură și un corp solid la altă temperatură. Transferul căldurii apare numai la suprafața de contact. Convecția apare în toate procesele termice sub forma convecției

mici (sub 400°C). Din această cauză, radiația produsă va avea lungime de undă mică, trebuind luate alte măsuri suplimentare pentru reflectare și creștere a randamentului. Sistemele combinate minimizează problemele de la sistemele anterioare, în special în cazul efectelor de umbră și sensibilitate coloristică.

### Avantajele și dezavantajele diferitelor sisteme

Sistemele cu convecție, pe lângă avantajul major de a nu arde placa,

# Genti pentru scule

## PEREL<sup>®</sup>

TOOLS



**Cod 15375**

- culoare: negru;

**Cod 15374**

- culoare: albastru.

**Cod 13642**

- culoare: roșu.



• Dimensiuni: 320 x 230 x 155mm



**89 lei**

890.000 lei vechi



**Cod 1364**

• Dimensiuni: 430 x 230 x 290mm.

**139 lei**

1.390.000 lei vechi



**Cod 13624**

• Dimensiuni: 340 x 230 x 220mm.

**189 lei**

1.890.000 lei vechi

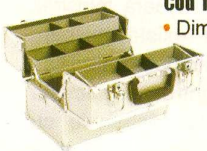


**Cod 13634**

• Dimensiuni: 450 x 220 x 320mm.

**229 lei**

2.290.000 lei vechi



**Cod 13626**

• Dimensiuni: 360 x 220 x 250mm.

**198 lei**

1.980.000 lei vechi



**Cod 13625**

• Dimensiuni: 380 x 180 x 305mm.

**169 lei**

1.690.000 lei vechi



**Cod 15367**

• Dimensiuni:  
425 x 305 x 125mm.

**89 lei**

890.000 lei vechi



**Cod 13622**

• Dimensiuni:  
457 x 330 x 152mm.

**89 lei**

890.000 lei vechi



**Cod 15373**

• Dimensiuni:  
455 x 330 x 152mm.

**119 lei**

1.190.000 lei vechi



**Cod 15371**

• Dimensiuni:  
455 x 330 x 160mm.

**139 lei**

1.390.000 lei vechi



**Cod 15372**

• Dimensiuni:  
455 x 330 x 152mm.

**189 lei**

1.890.000 lei vechi



**Cod 15368**

• Dimensiuni:  
457 x 330 x 152mm;

**129 lei**

1.290.000 lei vechi



**Cod 15370**

• Dimensiuni:  
460 x 335 x 110mm.

**149 lei**

1.490.000 lei vechi



**Cod 15369**

• Dimensiuni:  
425 x 305 x 80mm.

**159 lei**

1.590.000 lei vechi



**49 lei**

490.000 lei vechi

**Cod 15519**

• Dimensiuni:  
381 x 190 x 305mm;  
• din material textil.

## Genti pentru CD-uri

**79 lei**

790.000 lei vechi



**Cod 13643 - 20 CD-uri**

• Dimensiuni: 240 x 160 x 170mm.

**Cod 13646 - 40 CD-uri**

• Dimensiuni:  
290 x 265 x 173mm.

**98 lei**

980.000 lei vechi



**Cod 13653 - 60 CD-uri**

• Dimensiuni: 424 x 265 x 173mm.

**119 lei**

1.190.000 lei vechi



**Cod 13654 - 80 CD-uri**

• Dimensiuni:  
560 x 265 x 173mm.

**139 lei**

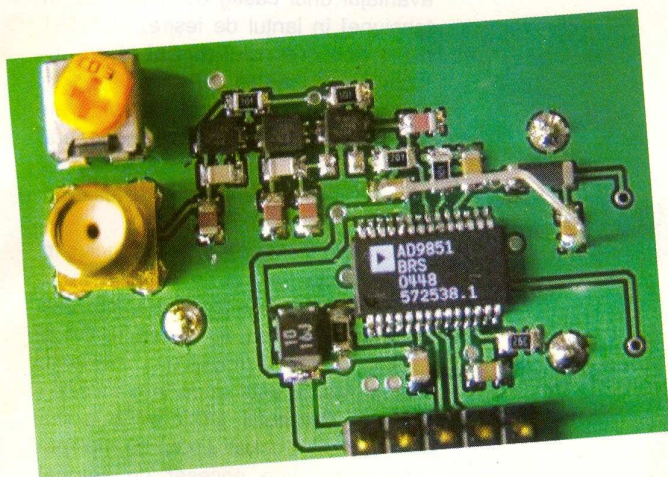
1.390.000 lei vechi



# Generarea semnalelor sinusoidale

prin sinteză digitală directă (II)

Vasile Surducan  
vsurducan@gmail.com



Cititorului ce deține doar acest număr al revistei, îi vom reaminti că sinteza digitală directă (**Direct Digital Synthesis**) este tehnica de obținere a semnalelor sinusoidale a căror frecvență și amplitudine poate fi precis controlată, utilizând o sursă precisă de tact și un sistem digital de procesare a datelor. O simplă ecuație de comandă prescrie frecvența semnalului de ieșire. Odată programat, calitatea semnalului generat depinde doar de stabilitatea sursei de tact (care influențează frecvența semnalului sinusoidal generat) și de jitterul acesteia (influențează stabilitatea amplitudinii semnalului sinusoidal generat).

**Avantajele majore** ale DDS sunt:

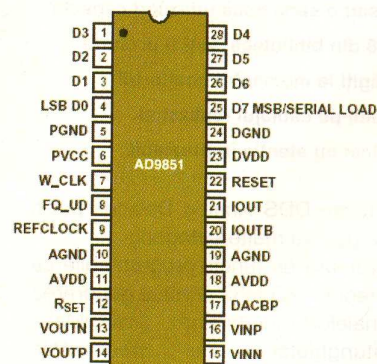
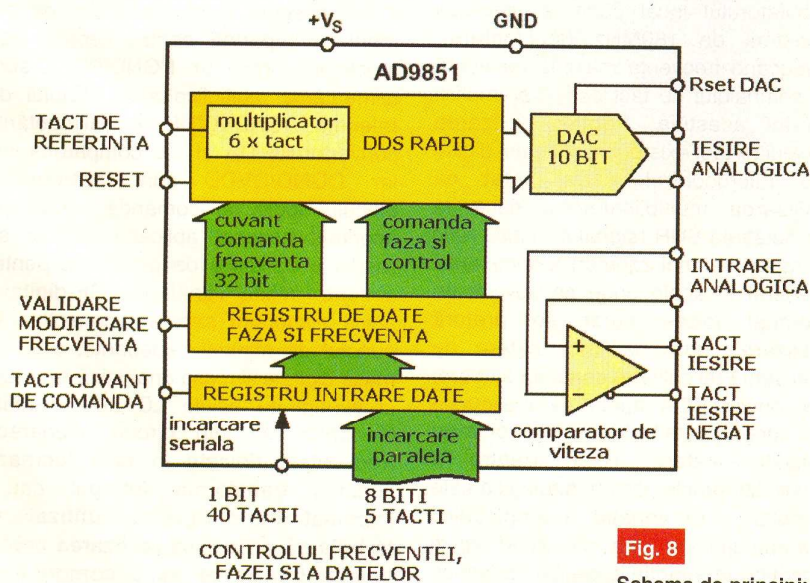
- reglarea frecvenței generate cu precizie mai bună de 1Hz (tipic 1μHz pentru un cuvânt de comandă a frecvenței de 48 de biți) și a fazei semnalului cu precizie

mai bună de 1 grad (tipic 0,22 grade pentru un cuvânt de comandă a fazei de 14 biți);

- viteza de variație foarte mare a frecvenței sau a fazei semnalului generat (tipic 10MHz pentru controlul serial al DDS și 100MHz pentru controlul paralel);
- eliminarea operațiunilor manuale pentru reglaj la punerea în funcțiune și a problemelor asociate îmbătrânirii componentelor prezente în sintetizatoarele de frecvență analogice;
- controlul exclusiv digital al cipului DDS permite controlul de la distanță, repetitiv cu rata de eşantionare prestabilită, sub comanda unui microcontroler, calculator de proces sau PC;
- dacă este utilizat ca un sintetizator în cuadratură (cu ieșire de semnal sinusoidal în fază I și cosinusoidal în

antifază Q) DDS-ul permite controlul precis al ieșirilor I și Q fără a necesita "împerecherea" parametrilor de comandă ca în cazul metodelor de generare IQ prin comandă pur software implementată într-un microcontroler **DSP** (Digital Sample Processing).

Desigur că **există și dezavantaje** importante ale DDS pe care le vom evidenția în continuare. Ele sunt la fel de numeroase ca și avantajele enumerate mai sus și de aceea circuitul DDS nu trebuie considerat un panaceu universal pentru toate problemele a căror soluție este generarea semnalelor sinusoidale. DDS face parte însă din metodele cele mai performante existente la ora actuală pentru obținerea semnalelor RF. Domeniul de frecvențe acoperit de cipurile DDS produse de Analog Devices este momentan 0...500MHz (frecvența fundamentală a semnalului sinusoidal generat).



vedere de sus

Fig. 8

Schema de principiu a circuitului DDS AD9851 și configurația pinilor

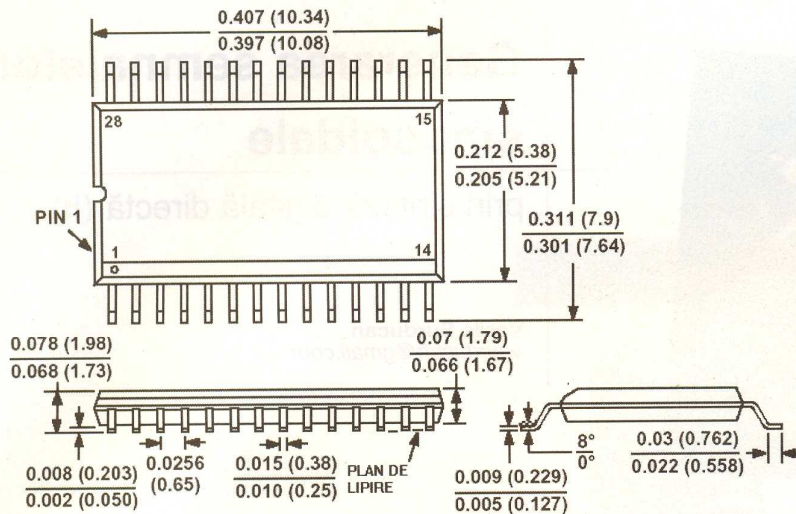


Fig.9

Dimensiunile de gabarit ale capsulei circuitului AD9851. Cotele maxime ale capsulei (situate deasupra liniei orizontale) respectiv cele minime (sub linia orizontală) sunt prezentate în inch respectiv în milimetri (în paranteză) și sunt esențiale pentru realizarea corectă a circuitului imprimat. Pentru o ușoară lipire manuală a capsulei, se vor verifica distanțele maxime exterioare ale pad-urilor pe lățimea capsulei, cote care trebuie să depășească dimensiunea maximă de 0.311inch (7.9mm) cu cel puțin 2-3mm de fiecare parte. În caz contrar cositorirea manuală este imposibil de realizat. Bibliotecile cu componente ale programelor CAD nu respectă regula de mai sus, fiind destinate PCB-urilor cu cositorire în val sau prin tehnologie reflow. Dacă doriți să realizați doar un unicat sau o serie mică utilizând capsula SSOP28 din bibliotecă, veți fi profund dezamăgiți la momentul cositoririi circuitului pe cablajul realizat și neverificat cu atenție în prealabil.

Circuitele DDS Analog Devices pot fi grupate pe mai multe categorii:

- generatoare de funcții programabile cu preț redus: AD9833 permite generarea semnalelor triunghiulare, sinusoidale, dreptunghiulare cu frecvențele cuprinse între 0...12,5MHz;
- generatoare DDS cu raport preț/performanță ridicat pentru frecvențe mici: AD9832 - 12,5MHz, AD9835 - 25MHz, AD9850 - 62,5MHz;
- generatoare DDS pentru frecvențe

medii cu multiplicare PLL a frecvenței de tact: AD9851 - 90MHz, AD9951...AD9956 - 200MHz;

- generatoare DDS cu control integral al frecvenței, amplitudinii, fazei și ieșire IQ (AD9854 - 150MHz);
- generatoare DDS performante de foarte înaltă frecvență (frecvență de tact de 1GHz, AD9858 - 500MHz).

### 3. Circuitul DDS AD9851

Reprezentativ pentru familia de cipuri DDS cu performanțe medii este circuitul AD9851 (figura 8), disponibil în capsula SSOP, cu distanța între terminale de 0,65mm (figura 9). Cu posibilitatea de a funcționa alimentat de la 3V la 5V, circuitul este cel mai popular datorită simplității sale de utilizare, a prețului rezonabil combinat cu performanța deosebită. Blocurile funcționale din interiorul acestui cip sunt următoarele:

- un multiplicator fix (6x) al tactului de referință care multiplică frecvența oscilatorului local până la valoarea maximă de 180MHz (tact intern), reducând frecvența maximă necesară a semnalului de tact extern și implicit prețul acestuia. Permite utilizarea aceluiași tact existent în sistemul digital cu microcontroler. De notat că utilizarea multiplicatorului duce la înrăutățirea SNR (*signal to noise ratio* = raport semnal zgomot) a semnalului generat și acolo unde se solicită un semnal foarte curat se preferă utilizarea unui oscilator extern de frecvență (și calitate) corespunzătoare;
- un convertor DA rapid a cărui excursie de curent poate fi stabilită ușor dintr-un rezistor extern, Rset. Pentru a minimiza erorile, ieșirea analogică este bipolară (o variație a amplitudinii semnalului pe una din ieșiri va fi însoțită de apariția aceleiași variații cu

semn schimbat pe cealaltă ieșire, cu avantajul unui câștig de 3dBm [x2 în tensiune] în lanțul de ieșire). AD9851 nu deține controlul digital al amplitudinii de ieșire prin cuvânt de comandă. Pentru implementarea acestei facilități este necesară utilizarea unui convertor DA extern, a cărui ieșire în curent se conectează în locul lui Rset (pinul 22);

- un comparator de mare viteză inclus în cip permite obținerea unui semnal digital cu frecvență egală cu cea obținută la ieșirea convertorului DA și factor de umplere variabil. Comparatorul este important în cazul utilizării circuitului DDS într-o buclă PLL (Phase Locked Loop) cu multiplicare unde este necesar un semnal digital pentru atacul prescalerului din buclă. În general comparatorul este necesar aplicațiilor digitale;
- secțiunea digitală a circuitului deține 4 pini pentru comanda serială și 8 pini de date pentru încărcare paralelă (figura 8):
  1. pin de RESET activ în 1 logic care trebuie comandat imediat după alimentarea circuitului;
  2. pin de validare FQ\_UD după înscrierea serială sau paralelă a cuvântului ce modifică frecvența sau faza semnalului;
  3. pin de tact W\_CLK pentru comandă serială sau paralelă;
  4. pin de date SERIAL LOAD pentru comandă serială;
  5. 8 pini de date D0...D7 pentru transferul cuvântului paralel.

Circuitul este configurat automat după reset pentru comandă paralelă, pentru a-l trece în configurație serială, biții D0 și D1 trebuie menținuți în stare logică 1 imediat după reset.

Se observă existența pinilor de alimentare separată pentru fiecare bloc funcțional (figura 8): PGND/PVCC sunt alimentările multiplicatorului tactului de referință, AGND/AVDD sunt alimentările convertorului DA și ale comparatorului, iar DGND/DVDD sunt alimentările blocului logic de comandă. Cablajul imprimat necesar aplicației trebuie să respecte condițiile de proiectare pentru circuite mixte analogice-RF-digitale, adică alimentări separate conectate în punctul de minimă impedanță, plan de masă digitale și masă analogică separate și filtrajul cu celule LC al alimentării blocurilor RF din circuit. Deoarece frecvențele ridicate la care lucrează circuitul transformă întregul cablaj imprimat într-o antenă, **utilizatorul trebuie să privească realizarea cablajului imprimat ca pe o componentă**



**electronică de RF și în nici un caz ca pe un suport mecanic banal** ca în cazul aplicațiilor în curent continuu. Calitatea semnalului sinusoidal generat depinde în proporție mai mare de 50% de modul de realizare al cablajului imprimat.

Există două particularități importante ale circuitului: valoarea de 32 de biți a cumulatorului de fază (figura 5 - numărul trecut al revistei) este trunchiată la 14 biți și apoi convertită într-o informație de amplitudine de 10 biți care se aplică convertorului DA utilizând o metodă numită "algoritm de rotire al unghiului". Această metodă aduce economii importante memoriei ROM utilizată pentru *look-up table*, cu efect imediat în puterea disipată de circuit de maxim 650mW pentru frecvența maximă de tact de 180MHz și tensiunea maximă de alimentare de 5V. A doua particularitate este faptul că anvelopa semnalului sinusoidal generat urmărește o funcție de tipul "sinus atenuat de x" adică  $\sin(x)/x$  și acesta privit din punctul de vedere al utilizatorului circuitului poate fi considerat un dezavantaj. Pentru a înțelege cât de mare este acest dezavantaj trebuie să ne amintim inevitabil de teorema eșantionării.

#### 4. Teorema lui Nyquist privită

##### sub aspectul utilizatorului

##### de circuite DDS

**Teorema eșantionării** cunoscută și sub numele de **teorema lui Nyquist** este regula de bază ce guvernează analiza sau reconstrucția unui semnal analogic prin eșantionare digitală. Deoarece transformarea unui semnal analogic având o frecvență  $F_{out}$  (deci o perioadă  $T_{out}$ ) într-unul digital, implică achiziționarea prin diverse metode de conversie AD a unor eșantioane (a unor porțiuni) dintr-o perioadă  $T_{out}$ , conform teoremei lui Nyquist condiția ca eșantioanele să conțină informație suficientă pentru a putea reconstrui semnalul analogic, este ca frecvența de eșantionare  $F_{clk}$  să fie cel puțin dublul celei mai mari frecvențe din semnalul analogic ( $F_{out}$ ).

$$F_{clk} \geq 2F_{out} \quad (1)$$

unde:  $F_{clk}$  = frecvența de eșantionare;

$F_{out}$  = frecvența semnalului analogic de eșantionat.

Din fericire pentru cititor, nu ne punem să demonstrăm această teoremă aici, considerând-o adevărată în exprimarea matematică de mai sus, cu rezerva că la momentul egalității  $F_{clk} = 2F_{out}$  (2), reconstrucția este foarte dificil de realizat și de aceea în practică se evită eșantionarea conform (2). Dacă creșterea valorii frecvenței de eșantio-

nare astfel încât  $F_{clk} \gg 2F_{out}$  nu este posibilă din cauza frecvențelor extrem de mari ale  $F_{out}$  și a puterii de calcul redusă a sistemului digital (la prelucrarea eșantioanelor), se ține cont că semnalul reconstruit este corect până la  $F_{out}/F_{clk} \approx 0.4$  după care se evită utilizarea lui. Teorema eșantionării este motivul pentru care, vizitând site-ul Analog Devices, veți observa că frecvența maximă a circuitelor DDS este prezentată cu valoare dublă față de precizările din acest articol, valoarea din tabel [1] referindu-se la frecvența maximă Nyquist și nu la frecvența reală a componentei fundamentale a semnalului sinusoidal care poate fi obținut și care interesează de fapt pe utilizator.

Unul dintre dezavantajele cele mai importante ce derivă din teorema eșantionării este că semnalul rezultat în urma procedurii DDS nu este curat din punct de vedere spectral (figura 10). O analiză amănunțită a acestei probleme ne poate pune întrebarea dacă nu cumva acest dezavantaj poate fi transformat într-un avantaj deosebit prin separarea și utilizarea unor armonici de ordin superior din semnalul generat, cu frecvență mult mai mare decât a componentei fundamentale (figura 11).

Spectrul din figura 10 respectă condiția (2) a teoremei lui Nyquist pentru reconstrucția semnalului sinusoidal. În afara fundamentalei semnalului  $f_{out}$  apar armonici (sau imagini) ale acestuia la intervale  $f_{clock} \pm f_{out}$ . În exemplul din figura 10 armonica I-a apare la  $f_{clock} - f_{out} = 85\text{MHz}$ , armonica a II-a la  $f_{clock} + f_{out} = 155\text{MHz}$  etc. Armonicile a III-a, a IV-a și a V-a apar la 205MHz, 275MHz și 325MHz. Amplitudinea armonicilor scade progresiv cu îndepărtarea lor de fundamentală cu o distribuție  $\sin(x)/x$ . Ca o concluzie firească utilizatorul nu beneficiază de aceeași amplitudine a semnalului sinusoidal în intervalul de programare posibil al cipului, însă poate calcula cu precizie amplitudinea ce va fi obținută pentru orice frecvență programată. La limita frecvenței Nyquist amplitudinea fundamentalei va fi mai mică cu -3,92dB față de amplitudinea ei la 1Hz. Pentru a compensa această neliniaritate, unele circuite DDS dețin un filtru INVERS-SINC care precompensează amplitudinea semnalului astfel că mențin o caracteristică plată de ieșire de maxim  $\pm 0,1\text{dB}$  pentru frecvențe de ieșire cuprinse în intervalul 0...80% din frecvența Nyquist. La frecvențe egale cu multiplul frecvenței de eșantionare  $f_{clock}$ , din punct de vedere teoretic nu pot apărea armonici, componenta spectrală fiind nulă. În practică însă apar și aceste

armonici, însă ele nu provin din circuitul de ieșire al DDS ci din erorile de cablare ale circuitului oscilatorului extern sau din multiplicatorul PLL X6 intern, posibil prin circuitul de alimentare intern al acestuia. Separarea componentei spectrale care interesează (de obicei fundamentala) se face printr-un filtru trece jos (*Low Pass Filter*) a cărui caracteristică pur teoretică, fără nici o aplicabilitate practică este prezentată hașurat în figura 10. În acest moment este evident de ce teorema lui Nyquist în versiunea (2) este la rândul său pur teoretică. Nici un filtru electronic cu componente pasive sau active, nu va putea asigura o caracteristică de transfer atât de abruptă încât să permită trecerea frecvenței fundamentale și să blocheze perfect toate celelalte armonici! În practică se acceptă limitarea benzii de frecvență a semnalului  $f_{out}$  la 40% din frecvența semnalului de eșantionare  $f_{clock}$  (adică pentru exemplul în discuție,  $f_{out}$  maxim poate fi 48...50MHz cu un  $f_{clock} = 120\text{MHz}$ ). Prin filtrare sunt suprimate toate celelate frecvențe superioare parazite cu un SNR acceptabil. Excepție face armonica a I-a a cărei amplitudine este cu doar -3dB mai mică decât amplitudinea fundamentalei măsurată la limita frecvenței Nyquist. Din această cauză, rejectarea armonicii I-a poate fi făcută doar parțial chiar și cu un LPF performant, fiind necesară o analiză amănunțită a frecvențelor perturbatoare în aplicație, înaintea alegerii frecvenței oscilatorului DDS. Caracteristica unui filtru trece jos real, de ordin superior, este cea prezentată cu culoare roșie (figura 10), banda de frecvență la -3dB fiind mai mică decât banda de frecvență Nyquist. Cu cât ordinul filtrului este mai mare, caracteristica filtrului este mai abruptă. Cu toate acestea, în majoritatea aplicațiilor nu se depășește ordinul 7 sau 9 pentru filtrele eliptice pasive (Cauer) și ordinul 3 sau 5 pentru filtrele active Butterworth sau Cebîshev, din considerente de raport cost/performanță. Prezența filtrului la ieșirea DDS este absolut necesară și din cauza apariției unor frecvențe parazite (*spurious*) cu amplitudine inferioară armonicilor, datorate:

- erorii de neliniaritate diferențială și integrală a convertorului DA;
- fenomenului generării de glitch-uri la ieșirea convertorului DA;
- prezenței zgomotului care modulează parțial semnalul de tact la intrarea DDS.

Aceste anomalii se transformă în semnale nedorite (*spurious*), apariția lor este imprevizibilă și contribuie la creșterea nivelului de zgomot. Nivelul de

zgomot, gradul de apariție al semnalelor parazite (*spur performance*) și jitterul la ieșirea unui DDS sunt influențate major de calitatea circuitului imprimat, a sursei

pass filter). Chiar dacă extragerea armonicii a treia prin filtrare este realizabilă practic, problema cea mai delicată este obținerea **BPF** (*band pass*

soluție pentru oprirea lor este realizarea unui BPF cu o lărgime de bandă minimă (cca 10MHz) care să poată fi translatată prin comandă electronică (digitală) pe

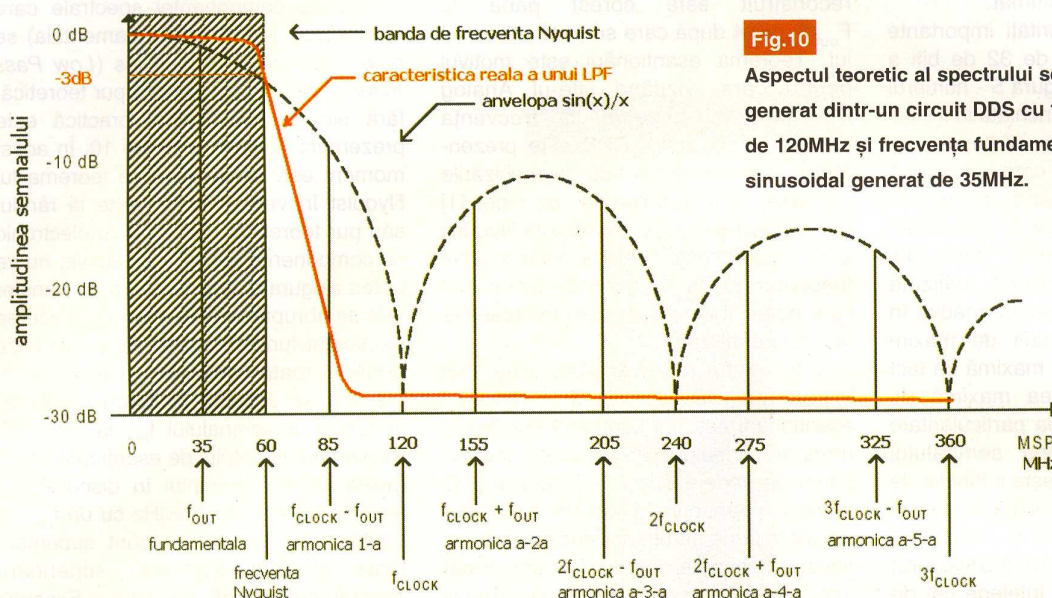


Fig.10

Aspectul teoretic al spectrului semnalului sinusoidal generat dintr-un circuit DDS cu frecvența de eșantionare de 120MHz și frecvența fundamentală a semnalului sinusoidal generat de 35MHz.

de alimentare și a tactului de referință.

Utilizarea unei singure armonici superioare (figura 11) din semnalul generat, necesită costuri importante: amplitudinea armonicii a III-a este în cazul cel mai

filter) cu caracteristică translatabilă în domeniul de frecvențe generat de DDS. Pentru exemplul din figura 11, considerând *base-band-ul* (domeniul de frecvențe al fundamentalei) cuprins între

întregul domeniu vizat.

Cum ați realiza dvs. un astfel de filtru? Cel mai bun răspuns beneficiază ca **premiu** de un modul multifuncțional pentru conversie AD, **SmAll smart-A676**

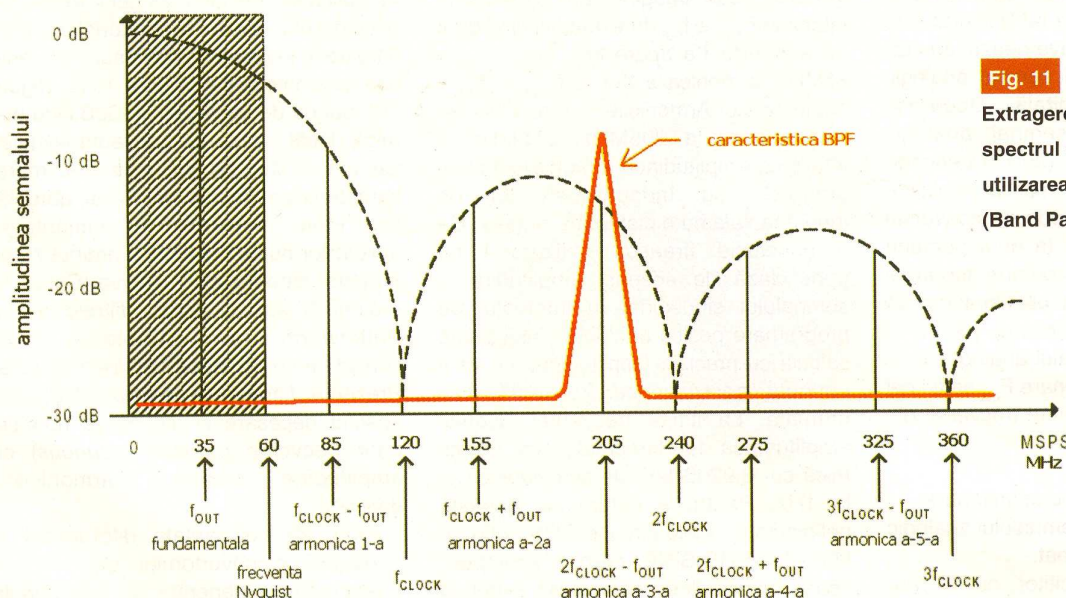


Fig. 11

Extragerea armonicii a III-a din spectrul semnalului generat prin utilizarea unui filtru trece bandă (Band Pass Filter)

favorabil -15...-20dBm, deci necesită o amplificare corespunzătoare. Extragerea ei implică utilizarea unui filtru cu o caracteristică destul de abruptă ce poate fi realizată din mixarea a două filtre, unul **LPF** (low pass filter) și celălalt **HPF** (high

pass filter) cu caracteristică translatabilă în domeniul de frecvențe generat de DDS. Pentru exemplul din figura 11, considerând *base-band-ul* (domeniul de frecvențe al fundamentalei) cuprins între 0 și 50MHz, armonica a III-a va migra între 190MHz și 240MHz. Dacă BPF va avea caracteristica de transfer între aceste două frecvențe, va lăsa să treacă toate frecvențele parazite (*spurious*) care pot apărea în această zonă. Singura

cu microcontroler PIC16F676 <http://www.surduncan.netfirms.com/modul.html> (n.r., din partea autorului).

#### Bibliografie:

1. [http://www.analog.com/IST/SelectionTable/?selection\\_table\\_id=27](http://www.analog.com/IST/SelectionTable/?selection_table_id=27)



**Polizor banc**

- diametru disc: 125mm;
- 125W;
- 230V/50Hz;
- 2950t/min.

Cod 13705 - **98 lei** (980.000 lei vechi)



**Polizor banc**

- diametru disc: 200mm;
- 350W;
- 230V/50Hz;
- 2950t/min.

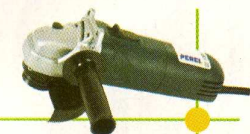
Cod 13706 - **189 lei** (1.890.000 lei vechi)



**Polizor banc**

- diametru disc: 150mm;
- 250W;
- 230V/50Hz.

Cod 13709 - **249 lei** (2.490.000 lei vechi)



**Polizor unghiular**

- diametru disc: 125mm;
- 860W;
- 230V/50Hz;
- 11000t/min.

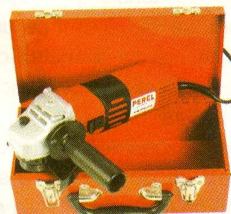
Cod 13720 - **59 lei** (590.000 lei vechi)



**Polizor unghiular**

- diametru disc: 115mm;
- 230V/50Hz;;
- 500W;
- 11000t/min;
- dimensiuni: 115 x 1,9 x 5 x 22,23mm.

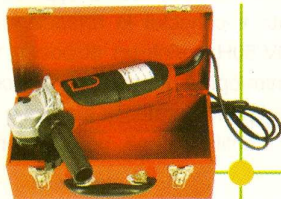
Cod 13712 - **65 lei** (650.000 lei vechi)



**Polizor unghiular**

- diametru disc: 115mm;
- 230V/50Hz;
- 750W;
- 4000 - 11000t/min.

Cod 13715 - **89 lei** (890.000 lei vechi)



**Polizor unghiular**

- diametru disc: 125mm;
- 1050W;
- 230V/50Hz;
- 4000 - 11000t/min.

Cod 13730 - **119 lei** (1.190.000 lei vechi)



**Bormașină**

- turație reglabilă;
- 900W;
- 0-3000rpm;
- diametru: 0-13mm.

Cod 13710 - **65 lei** (650.000 lei vechi)



**Fierăstrău pendular**

- 230V/50Hz;
- 500W;
- 500-3000t/min.

Cod 13711 - **69 lei** (690.000 lei vechi)



**Detector PIR cu lampă**

- sistem de montare ajustabil;
- 150W.

Cod 13736 - **48 lei** (480.000 lei vechi)



**Set lămpi grădină**

- cablu: 22m;
- bec: 10W.

Cod 13737 - **129 lei** (1.290.000 lei vechi)

**Cabestan**

- tracțiune: • simplă: 3.000kg;
- dublă: 6.000kg;
- 12V; 20/30A;
- Atenție! proiectat pentru a trage, nu pentru a ridica.



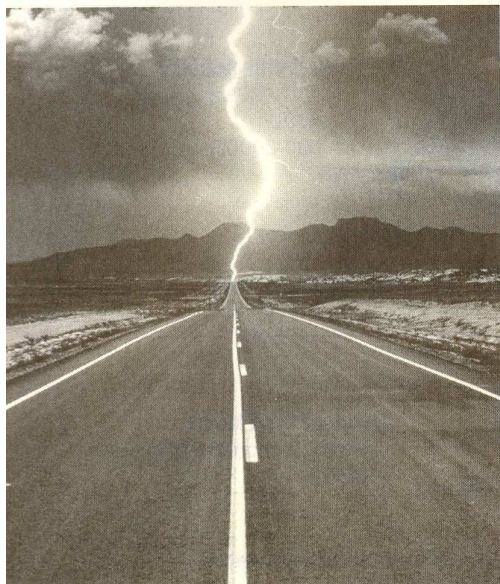
Cod 13731 - **799 lei** (7.990.000 lei vechi)

## Experimente cu...

## "Înaltă Tensiune" (II)

Doru Sandu  
comraex@yahoo.com

În seria experimentelor cu înaltă tensiune, în partea a doua a serialului se vor prezenta *globurile cu plasmă*.



Așa cum se prezintă în manualele de fizică, **plasma** reprezintă un mediu ionizat, fie el aer sau un amestec controlat de gaze. Din punct de vedere al temperaturii la care există, **plasma** poate fi fierbinte și folosește în general la tăierea și sudura metalelor sau rece, folosind în general ca principiu de bază în funcționarea display-urilor de afișare cu forme și mărimi diverse. Culoarea luminii emise depinde în mare măsură de compoziția mediului gazos și de frecvența tensiunii înalte, intensitatea acesteia fiind direct proporțională cu intensitatea curentului de descărcare.

"**Plasma globe**", denumirea curentă sub care se găsesc pe site-urile de Internet experiențe ca cea pe care o propunem în

continuare, are la bază un balon de sticlă asemănător celor din laboratorul de chimie, acelea în care elevi fiind, "amestecam sau fierbeam cu teamă sau nu" diverse substanțe. În figura 1 se prezintă un astfel de balon cu "gura în jos" și astupat cu un dop pregătit anterior dintr-un cauciuc dur. Prelucrarea constă mai întâi în practicarea a două orificii marginale cu diametrul de 6mm în care se introduce și fixează cu adeziv, tuburi potrivite din material plastic rezistent; acestea reprezintă cele două conducte prin care realizăm <vid> în interiorul balonului. Se pot introduce după dorință amestecuri de **gaze rare** formate din neon, argon, etc., totul pentru efecte dintre cele mai spectaculoase.

În centrul dopului se va practica un al treilea orificiu ceva mai mare, prin care se trece din interior spre exterior un dispozitiv din sticlă plin cu pilitură din aluminiu după forma și mărimea (sugestivă) celui prezentat în figură. Partea posterioară a acestuia este astupată cu o capsă metalică de care fixăm prin cositorire un cablu

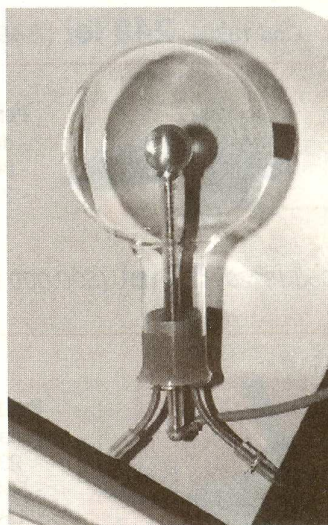


Fig. 1  
Glob cu vid

electric flexibil și izolat care va face alimentarea cu tensiune înaltă. Globul manufacturat se va sprijini pe un suport din sârmă de oțel cu diametrul de 4mm, similară celei folosite la construcția electrozilor de sudură.

Continuăm experimentul prin realizarea unei instalații de vid la care cu siguranță unii au visat de multe ori. Soluția simplă și cea mai la îndemână este aceea de a folosi ca piesă principală un compresor de frigider în stare de funcționare! Acesta poate fi conectat la rețeaua electrică de 220V/50Hz printr-un dispozitiv simplu de pornire/oprire menținând în același timp releul pentru protecția termică a motorului. Se identifică după pornire conducta de

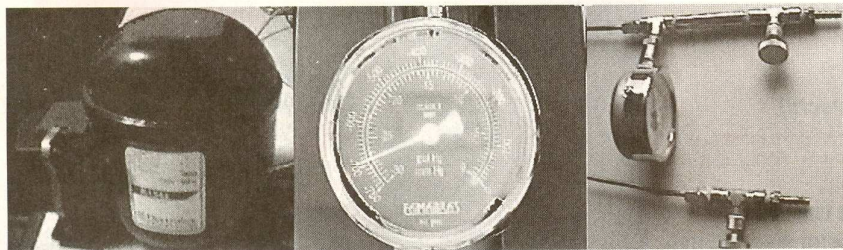


Fig. 2  
Instalație de vid

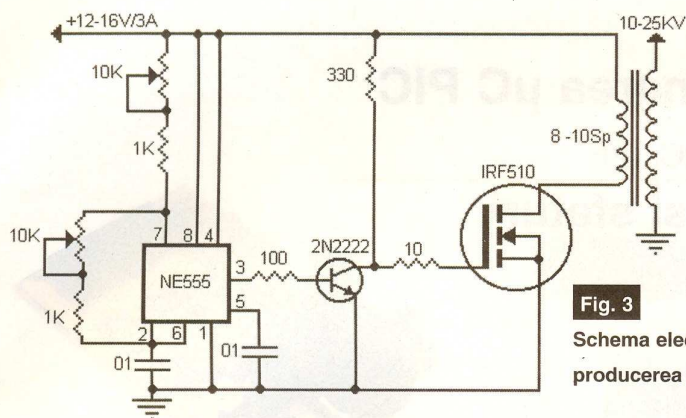


Fig. 3

Schema electrică pentru producerea tensiunii înalte

aspirație, apoi folosind racordul cu manometrul de presiune negativă se face legătura cu unul din tuburile atașate

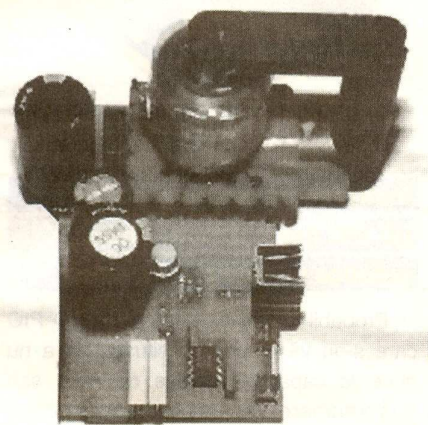


Fig. 4

Montajul experimental

globului. Al doilea racord leagă globul de butelia cu gaz folosită. Fiecare este prevăzut cu câte un robinet de foarte bună calitate. Imaginea care prezintă componentele instalației de vid este cât se poate de sugestivă și nu necesită alte comentarii. Realizarea îngrijită, cu materiale de bună calitate este tot ce trebuie avut în vedere. În cazul în care construcția pare prea complicată puteți folosi cu rezultate ceva mai modeste, o lampă electrică cu incandescență, un bec obișnuit cu puterea cuprinsă între 100 și 500W.

Montajul electronic pentru producerea tensiunii ridicate este realizat pe arhitectura celui mai comun circuit integrat, 555, care prin simplitate și siguranță în funcționare oferă multe avantaje în exploatare. Alimentarea se face de la tensiune continuă nestabilizată cu valoarea

cuprinsă între 12 și 16V, iar forma semnalului pe ieșirea 3, pinul de atac al tranzistorului 2N2222, se stabilește în mod experimental cu ajutorul semireglabilului cu valoarea de 10kΩ. Pentru "etajul final" se utilizează un tranzistor special de tipul IRF510 sau echivalent. Transformatorul ridicător de tensiune a fost recuperat de la un televizor alb/negru scos din uz (cu condiția ca transformatorul să fie bun). Bobina secundară rămâne nemodificată, în schimb înfășurarea primară se execută din conductor cu secțiunea cuprinsă între 0,2 și 0,35mm<sup>2</sup>, având 8 până la 10 spire. Se poate folosi și una din înfășurările existente dacă îndeplinește această condiție. Schema electronică în detaliu este prezentată în imaginea din figura 3, iar montajul în figura 4, cu precizarea că autorul nu a utilizat un circuit imprimat, ci o plăcuță de circuit prefabricat pentru test, realizarea fiind foarte simplă și rapidă.

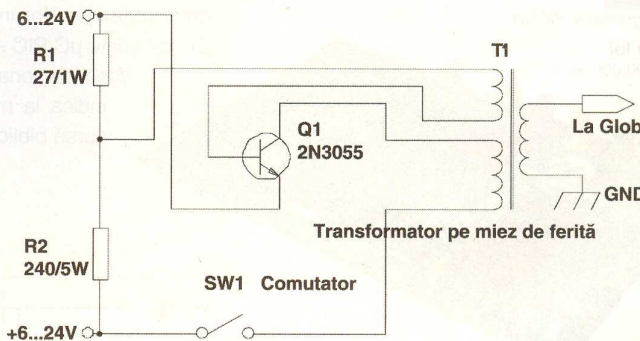


Fig. 5

Auto-oscilator electronic

Precizăm că masa înfășurării secundare poate fi conectată sau nu la masa comună a montajului, însă nu are nici un rol în producerea descărcărilor electrice în globul experimental. Personal, autorul recomandă ca această conexiune să nu fie realizată fizic. Se poate aborda și o altă schemă electronică, foarte simplă, prezen-

tată în figura 5, sub denumirea de "auto-oscilator electronic".

Un singur tranzistor de tipul 2N3055 ce are ca sarcină o înfășurare de 6-8 spire și o reacție pozitivă în bază, provenită de la cele 2-3 spire formează un simplu, economic și eficient auto-oscilator. Polarizarea tranzistorului este asigurată de cele două rezistoare cu valorile și puterile înscrise în figură. Se respectă aceleași reguli ca și la montajul precedent, execuția fiind la fel de simplă.

Având așadar realizarea practică a globului experimental și a generatorului de înaltă tensiune se poate trece la efectuarea lanțului de experiențe fără nici o problemă. Mai întâi se vedează globul, apoi se introduc amestecuri de gaze rare în concentrații diferite sau chiar gaze pure, de fiecare dată aplicându-se ÎT și notând rezultatul. Se vor observa descărcări electrice nepericuloase între electrodul central, glob și mediu sau între electrodul central, glob și mâna operatorului cu forme, culori și intensități ce fascinează pe orice privitor.

Sigur că întrebări vor fi destule, la fel observații și impresii, însă totul poate fi pus la punct dacă veți lua legătura prin e-mail cu specialiștii noștri din cadrul redacției sau direct cu autorul acestui articol.

Componentele electronice se află în totalitate în cadrul magazinului "Conex Electronic" sau în alte magazine de specialitate. Experimentul se vrea o bază de plecare către aplicații mai mult sau mai puțin bănuite însă întotdeauna utile. Interesul și impactul cel mai mare îl poate avea prezentând experimentul în școli,

elevilor la diferite niveluri care au un potențial inovator și o imaginație nebănuită.

Folosiți așadar pentru orice întrebare pertinentă adresele: [redactie@conexclub.ro](mailto:redactie@conexclub.ro) sau [comraex@yahoo.com](mailto:comraex@yahoo.com).

# Programarea $\mu$ C PIC

din seria 12C/12F

## Trucuri și sfaturi practice

Croif V. Constantin  
redactie@conexclub.ro

În acest articol se vor prezenta unelte și câteva

sfaturi practice care privesc programarea corectă a  $\mu$ C

PIC12Fxxx.

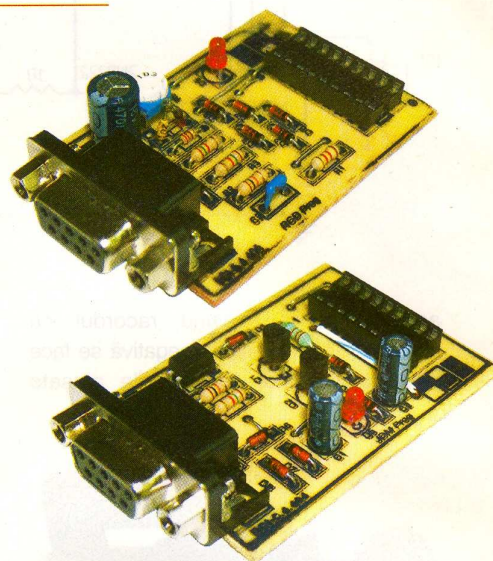


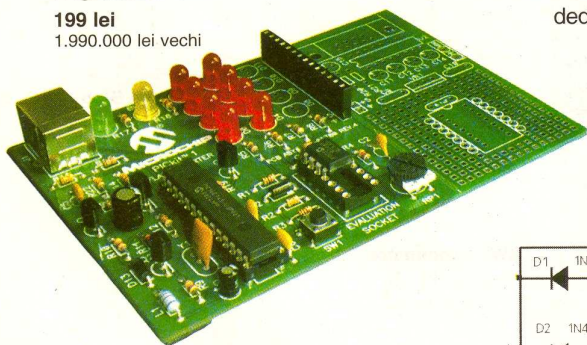
Foto 1

Placă de dezvoltare  $\mu$ C PIC  
189 lei  
1.890.000 lei vechi



Foto 2

Programator PICKit1  
199 lei  
1.990.000 lei vechi



Programarea sau reprogramarea (când este posibil fizic) a unui  $\mu$ C PIC din seria 12C, respectiv 12F, este puțin diferită de modul de programare a unui  $\mu$ C PIC uzual, cum este 16F84, distingându-se prin câteva particularități. Probleme la programare apar când se utilizează un programator serial (compatibil JDM). Să subliniem că la programarea  $\mu$ C mai sus menționate, nu apar astfel de probleme. Dar ce trebuie făcut când nu dispunem de instrumente de programare profesionale și se utilizează versiunile gratuite oferite pe Internet?

La problemele ridicate mai sus vom încerca să răspundem în articolul prezent. Majoritatea informațiilor prezentate sunt dezbătute pe forumurile de Internet dedicate  $\mu$ C PIC și analizate în pagini Web personale (pe care le vom indica la momentul potrivit ca sursă bibliografică).

### Instrumente pentru programarea $\mu$ C PIC flash 12Fxxx. Sfaturi practice privind programarea

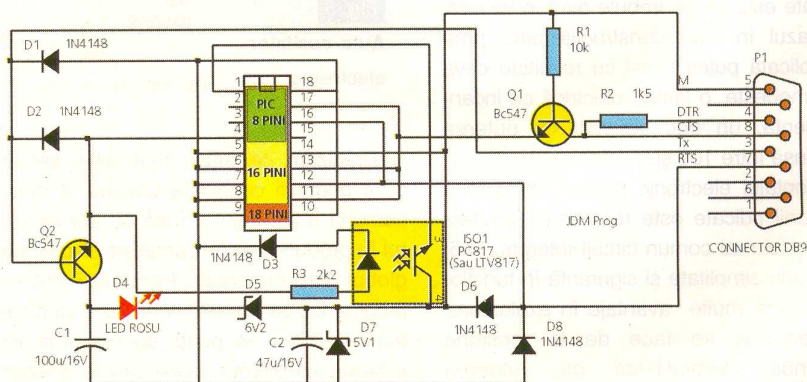
Probabil că sunt utilizatori de  $\mu$ C PIC care s-au văzut puși în situația de a nu duce la capăt o operație de citire sau reprogramare a unui microcontroler PIC12F629 sau PIC12F675, atunci când au utilizat un programator serial compatibil JDM (cum au fost prezentate și în Conex Club, de exemplu în 6/2004) ce utilizează programul IC-Prog.

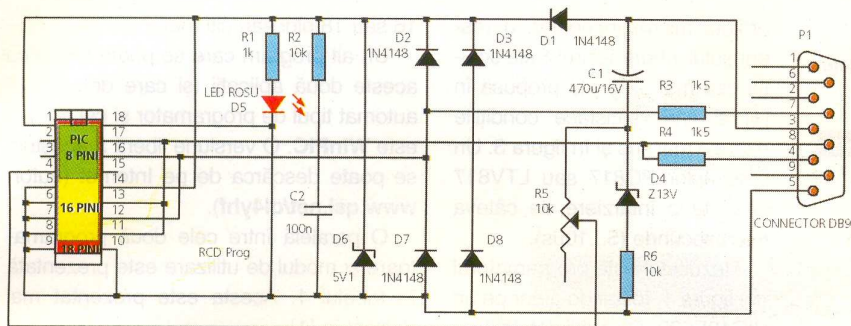
Pentru programarea acestor  $\mu$ C se recomandă utilizarea plăcii de dezvoltare PICKit1 (FLASH Starter Kit) disponibilă la Conex Electronic (foto 2).

O alternativă este și placa de dezvoltare K8048 realizată de Velleman a cărei

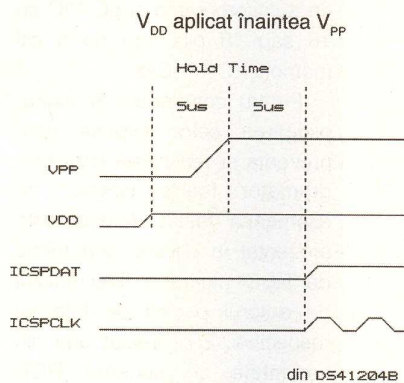
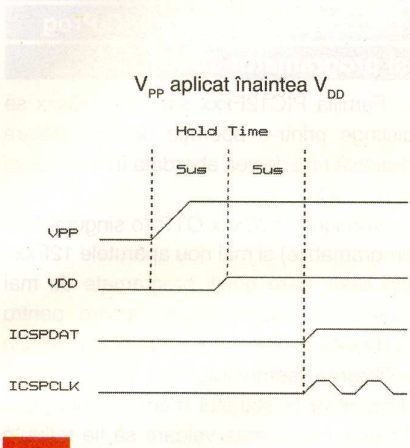
Fig. 1

Programator serial JDM modificat pentru citire-programare PIC12F6xx





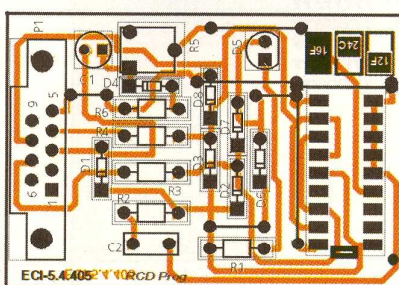
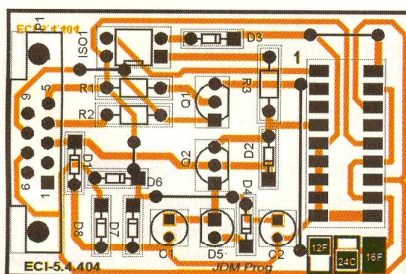
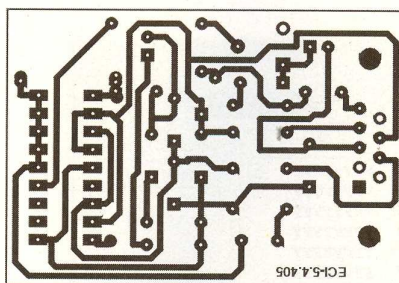
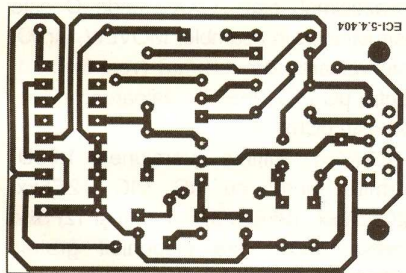
**Fig. 2**  
Programatorul "RCD" propus în [1]



**Fig. 3**  
Cele două metode de introducere ale unui  $\mu\text{C PIC12Fxxx}$  în starea de programare

construcție a fost prezentată în numărul 4/2005 în Conex Club (foto 1).

Ambele instrumente permit lucrul fără probleme cu această familie de  $\mu\text{C PIC}$ . Ce trebuie însă făcut când nu avem la dispoziție aceste instrumente sau bugetul personal nu permite achiziționarea lor?



**Fig. 4**  
Desenele de execuție ale programatorului din figura 1 (JDM)

**Fig. 5**  
Desenele de execuție ale programatorului din figura 2 (RCD)

Problema este dezbătută curent pe forumurile de Internet de către utilizatorii de  $\mu\text{C PIC}$  și diverse soluții sunt prezentate. Pentru lectură suplimentară pe această problemă, autorul recomandă [1] și [3].

Ce se întâmplă de fapt? Atunci când aceste  $\mu\text{C}$  sunt programate prima oară totul este în regulă. Dacă se înceară ulterior citirea conținutului sau reprogramarea (ștergerea) acestora, cu un programator serial, compatibil JDM, operația devine imposibilă! Apare astfel, "o problemă", pe care utilizatorul mai puțin experimentat sau ocazional de PIC-uri, obișnuit cu PIC16F84 de exemplu, nu o "înțelege"! Microcontrolerul testat pare "gol" (blank) sau apare ca și cum nu este accesat pentru operația de citire-programare. Situația este întâlnită dacă  $\mu\text{C PIC12Fxxx}$  este programat să funcționeze cu oscilator intern - setat bitul INTOSC, iar pinul de programare (reset, /MCLR) este dezactivat - setat MCLR\_OFF.

La programatoarele manufacturate, seriale, compatibile JDM sau paralele, ce utilizează IC-Prog-ul de exemplu (cum sunt schemele care circulă în variantă liberă pe Internet) tensiunea de alimentare ( $V_{cc}$ , de 5V) și cea de programare ( $V_{pp}$ , de cca. 13V) sunt aplicate simultan. Ori, în acest caz, cu oscilatorul intern setat și/sau pinul de programare dezactivat, odată pus în soclul din programator,  $\mu\text{C}$  alimentat cu 5V își rulează propriul program, fiind imposibil de pus în starea de programare, chiar dacă s-au aplicat 13V pe pinul MCLR.

Problema la programatoarele seriale, se poate rezolva dacă se aplică decalat cele două tensiuni (de alimentare și programare), cu cca. 5 $\mu\text{s}$ . Mai concret,  $V_{pp}$  se aplică la pinul MCLR cu 5 $\mu\text{s}$  înaintea tensiunii de alimentare (5V la pinul VDD). Sau invers! Aceasta este recomandarea pe care producătorul Microchip o face pentru programarea  $\mu\text{C PIC12F6xx}$  în notele de aplicație (vezi figura 3).

Multiple soluții sunt oferite în [1], [3] sau [4]. Autorul a testat două variante pe care le prezintă.

Prima variantă (figura 1), reprezintă cel mai cunoscut și simplu programator, cunoscut sub numele de JDM, modificat astfel încât cele două tensiuni să se aplice decalat. Pentru diverse soluții a se studia [1]. Cea mai interesantă soluție, din punctul de vedere al autorului acestui articol, folosește un inconvenient al optocuploarelor și anume întârzierea foarte mare, de

Tabelul 1

Utilizarea celor două programatoare cu programele IC-Prog și WinPic

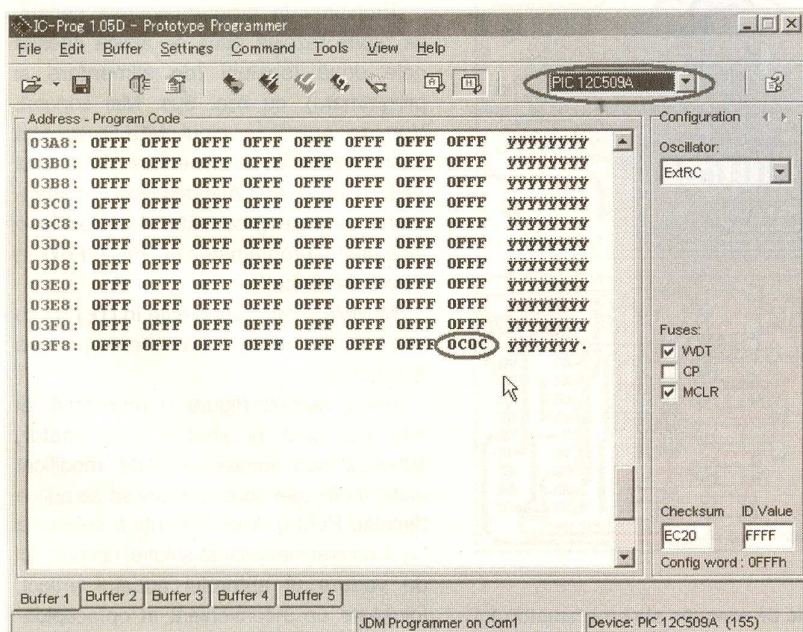
uC	IC-Prog	WinPic	Observatii
PIC12F508	JDM		
PIC12F509	JDM		
PIC12F629	JDM	RCD	
PIC12F635		RCD	
PIC12F675	JDM	RCD	
PIC12F683		RCD	
PIC16F627	JDM	RCD / JDM	
PIC16F627A		RCD / JDM	a
PIV16F628		RCD / JDM	
PIC16F628A		RCD / JDM	a
PIC16F630	JDM	RCD / JDM	
PIC16F636		RCD	
PIC16F648A		RCD / JDM	a
PIC16F676	JDM	RCD / JDM	
PIC16F684		RCD	
PIC16F688		RCD	
PIC16F818	JDM	RCD / JDM	b
PIC16F819	JDM	RCD / JDM	b
PIC16F84	JDM		
PIC16F84A	JDM		
PIC16F87		JDM	
PIC16F88	JDM	JDM	

a) Se utilizeaza un adaptor DIP18 suplimentar la care pini 11, 16 si 17 se elimina din circuit

b) se selecteaza la WinPIC optiunea "raise Vdd before MCLR=Vpp"

Fig. 6

Citirea valorii pentru calibrarea oscilatorului la un  $\mu\text{C}$  PIC12C509A (12F509A). Această valoare (0Ch) se va nota și reține pentru a o introduce (edita manual) la o nouă reprogramare a  $\mu\text{C}$  respectiv.



ordinul microsecundelor, a răspunsului intrare-ieșire! Este soluția cea mai elegantă propusă în [1] și care satisface condițiile expuse mai sus și în figura 3. Un optocuplor PC817 sau LTV817 prezintă o întârziere de câteva microsecunde (5...10 $\mu\text{s}$ ).

Rezultatul este programatorul din figura 1, testat de autor pe un PIC12F629. De subliniat **obligativitatea utilizării unui LED de culoare roșie** (și nu altă culoare)! Desenele pentru realizare sunt prezentate în figura 4. Programatorul oferă posibilitatea de a citi/programa și  $\mu\text{C}$  PIC cu 16 sau 18 pini sau de a citi memorii I<sup>2</sup>C - 24Cxx.

Pentru comparație și exemplificarea celor expuse vom prezenta și realizarea unui programator foarte simplu, de asemenea testat. Acesta este prezentat în [1] sub denumirea de "RCD" (figura 2), fiind realizat de autorul paginii de Internet respective. S-a preluat una din variantele de schemă RCD propuse și i s-a realizat circuitul imprimat din figura 5. Cu acesta se pot programa sau citi  $\mu\text{C}$  cu 8,

16 sau 18 pini sau citi memorii I<sup>2</sup>C.

Un alt program care se poate utiliza cu aceste două aplicații (și care detectează automat tipul de programator și cel de  $\mu\text{C}$ ) este **WinPIC**. O versiune liberă a acestuia se poate descărca de pe Internet (autor: [www.qsl.net/dl4yhf](http://www.qsl.net/dl4yhf)).

O paralelă între cele două programatoare și modul de utilizare este prezentată în tabelul 1. Acesta este prezentat mai detaliat în [1].

### Particularități privind programarea familiei de $\mu\text{C}$ 12Cxxx sau 12Fxxx cu IC-Prog și programator JDM

Familia PIC12Fxxx sau PIC12Cxxx se distinge printr-o operație de programare distinctă față de cea abordată în mod uzual la  $\mu\text{C}$  PIC.

Versiunile 12Cxxx OTP (o singură dată programabile) și mai nou apărutele 12Fxxx (tip flash, care pot fi programate de mai multe ori) dispun de o valoare pentru calibrarea oscilatorului intern (care permite calibrarea semnalului de ceas intern), disponibilă la sfârșitul memoriei program. Trebuie ca această valoare să fie reținută (notată pe hârtie) la prima utilizare a microcontrolerului, înainte de a-l șterge sau reprograma ulterior! Mai târziu, această valoare se va introduce (edita) manual în fișierul de programat, afișat de IC-Prog, în ultima locație a memoriei program.

Forma acestei valori conform [1], în hexazecimal, este "CXX", unde C este instrucțiunea în assembler MOVLW, iar XX este valoarea de calibrare (vezi figura 1, pentru  $\mu\text{C}$  PIC12F509A, valoarea respectivă este 0Ch).

IC-Prog (ultima versiune, 1.05D) permite lucrul cu  $\mu\text{C}$  PIC 12C5xx, 12C(E)6xx, 12F629/675 dar nu și 12F5xx! Adresa unde este disponibil gratuit: [www.ic-prog.com](http://www.ic-prog.com). Un truc pentru programarea acestuia din urmă este prezentat într-un exemplu, mai jos.

#### Exemplul 1.

Programarea unui PIC12F509A cu IC-Prog. Restaurarea valorii de calibrare a oscilatorului intern. Ștergerea.

1) Citirea valorii de calibrare a oscilatorului conform figurii 6. IC-Prog nu are în lista de componente (ultima versiune la data realizării acestui articol) PIC12F50x. Se va selecta în lista de componente



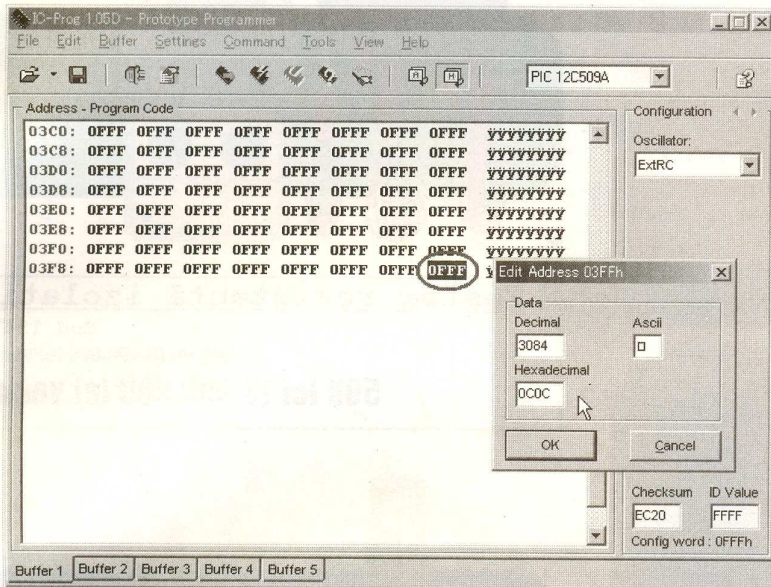


Fig. 7

Editarea valorii de calibrare a oscilatorului intern (valoarea 0Ch)

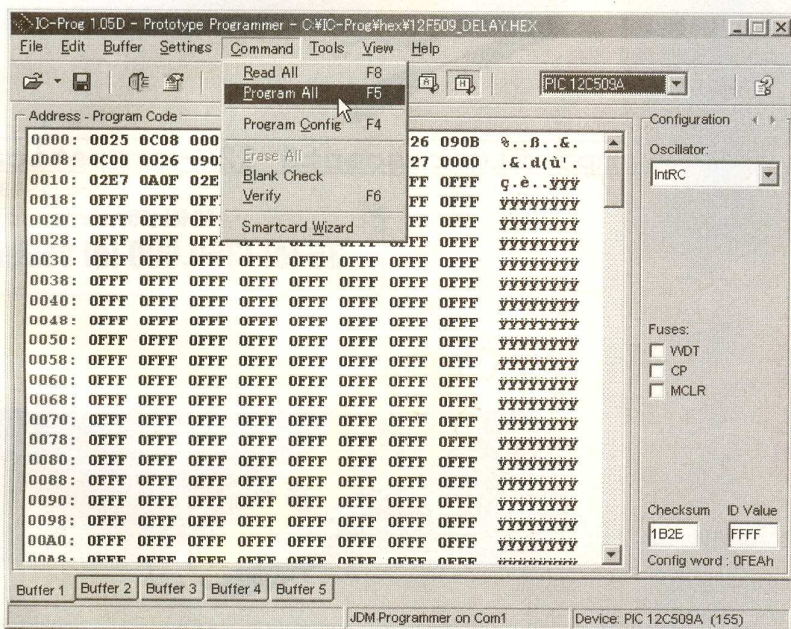


Fig. 8

Operația de programare a unui  $\mu C$  PIC12F509A

PIC12C509A. Se selectează comanda "Read All" și se notează valoarea de calibrare a oscilatorului (0Ch, în exemplu).  
2) Se încarcă fișierul cu care se dorește

programarea  $\mu C$  PIC12F509A, din meniul File - Open file.

- 3) Se restaurează valoarea de calibrare a oscilatorului intern editând manual această valoare conform figurii 7 (dublu click pe locația de memorie respectivă).
- 4) Se programează  $\mu C$  cu fișierul respec-

tiv, utilizând comanda "Program All" din meniul Command (figura 8).

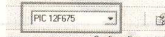
- 5) Va apărea un mesaj de atenționare (în cazul în care s-a editat o altă valoare de calibrare a oscilatorului intern) și se va selecta "Yes" - figura 9. Acum  $\mu C$  este programat.


După o operație de ștergere trebuie refăcută valoarea de calibrare a oscilatorului; după comanda Command/Erase All (șterge tot) se execută pașii 3 - 5.

**Exemplul 2.**


*Programarea unui  $\mu C$  PIC12F675*


IC-Prog permite programarea  $\mu C$  PIC 12F675 (sau 12F629, de exemplu), utilizând un programator JDM modificat (figura 1). Pe scurt, pașii care trebuie executați sunt similari cu cei de la exemplul 1). Se

selectează  tipul de  $\mu C$ ,

apoi  pentru a citi valoarea de calibrare a oscilatorului intern (ultima locație din memorie, similar ca în figura 6) care se notează; presupunem că s-a citit

0407. Se deschide fișierul care se dorește a fi programat acționând

 . Urmează să se editeze valoarea de calibrare a oscilatorului din 3FFF (default) în cea notată (și citită anterior), 0407. Se comandă

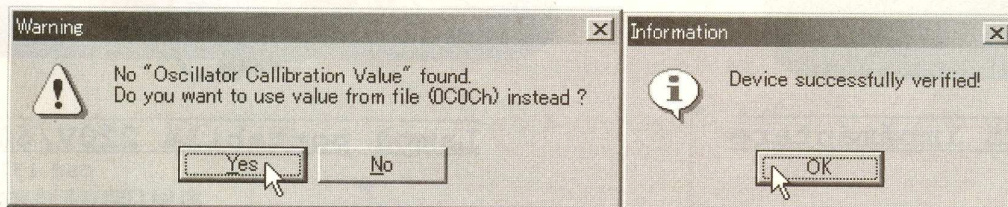
programarea  $\mu C$  din , se acceptă (cu "Yes") noua valoare (similar pasul 5, exemplul 1, figura 9), iar  $\mu C$  este acum programat.

*Bibliografie*

- 1. Internet, www.feng3.cool.ne.jp
- 2. Internet, http://kudelsko.free.fr
- 3. Internet, www.users.tpg.com.au/index.html
- 4. Internet, www.members.aon.at/index.html
- 5. Software: WinPIC la www.qsl.net/dl4yhf și IC-Prog la www.ic-prog.com

Fig. 9

Programarea  $\mu C$  / restaurarea valorii de calibrare a oscilatorului intern



**Trusă scule computer**

Cod 15517

~~67 lei (670.000 lei vechi)~~**59 lei (590.000 lei vechi)****Trusă scule electrician**

Cod 13704

~~89 lei (890.000 lei vechi)~~**79 lei (790.000 lei vechi)****Tester rezistență împământare**

Cod 12748

~~799 lei (7.990.000 lei vechi)~~**699 lei (6.990.000 lei vechi)****Tester rezistență izolație**

Cod 13478

~~649 lei (6.490.000 lei vechi)~~**599 lei (5.990.000 lei vechi)****Lampă fluorescentă 12V-magnetică**

Cod 13732

~~39 lei (390.000 lei vechi)~~**35 lei (350.000 lei vechi)****Lampă portabilă galbenă**

Cod 13745

~~35 lei (350.000 lei vechi)~~**29 lei (290.000 lei vechi)****Lampă portabilă 220V/60W**

Cod 13734

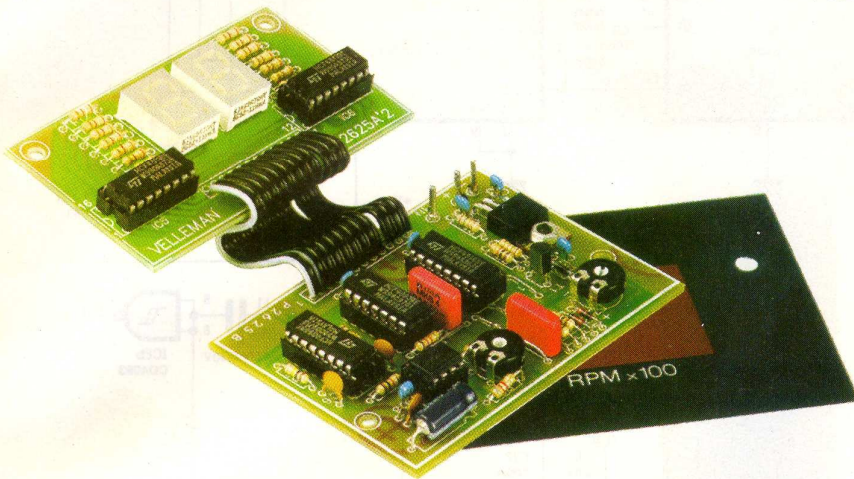
35 lei (350.000 lei vechi)

**29 lei (290.000 lei vechi)**



# Turometru

K2625 digital



info: [george.pintilie@conexclub.ro](mailto:george.pintilie@conexclub.ro)  
[vinzari@conexclub.ro](mailto:vinzari@conexclub.ro)

tabelul 1 este prezentat tabelul care indică turația motoarelor în funcție de numărul de cilindri existenți.

Schema electrică este prezentată în figurile 1 și 2. Montajul este executat din două plăci separate: placa cu numărătorul de impulsuri (figura 1) și cea cu afișaje (figura 2). Numărarea se face în două cicluri separate (comandate de impulsurile de la sistemul de aprindere al motoarelor): în primul ciclu se numără impulsurile, iar în cel de-al doilea se afișează rezultatul

**A**cest aparat permite contorizarea numărului de ture pe minut ale unui motor termic de autoturism, de camion, etc. pentru acele vehicule care nu sunt dotate cu turometre. Poate fi folosit la motoare în patru timpi sau în doi timpi. În

Foto 1:

Fotografia unui prototip pentru placa de bază a turometrului digital

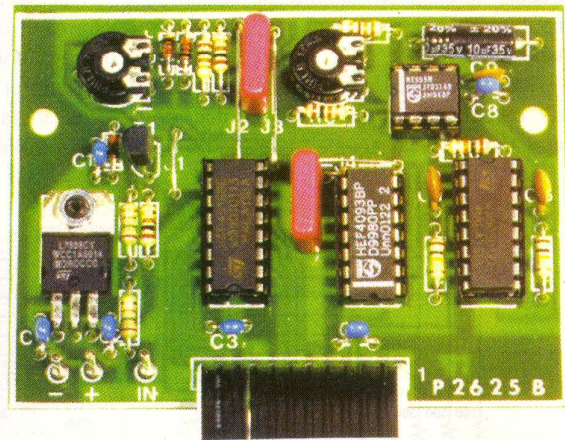
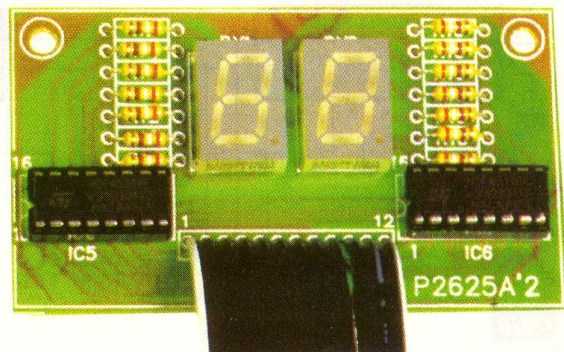


Foto 2:

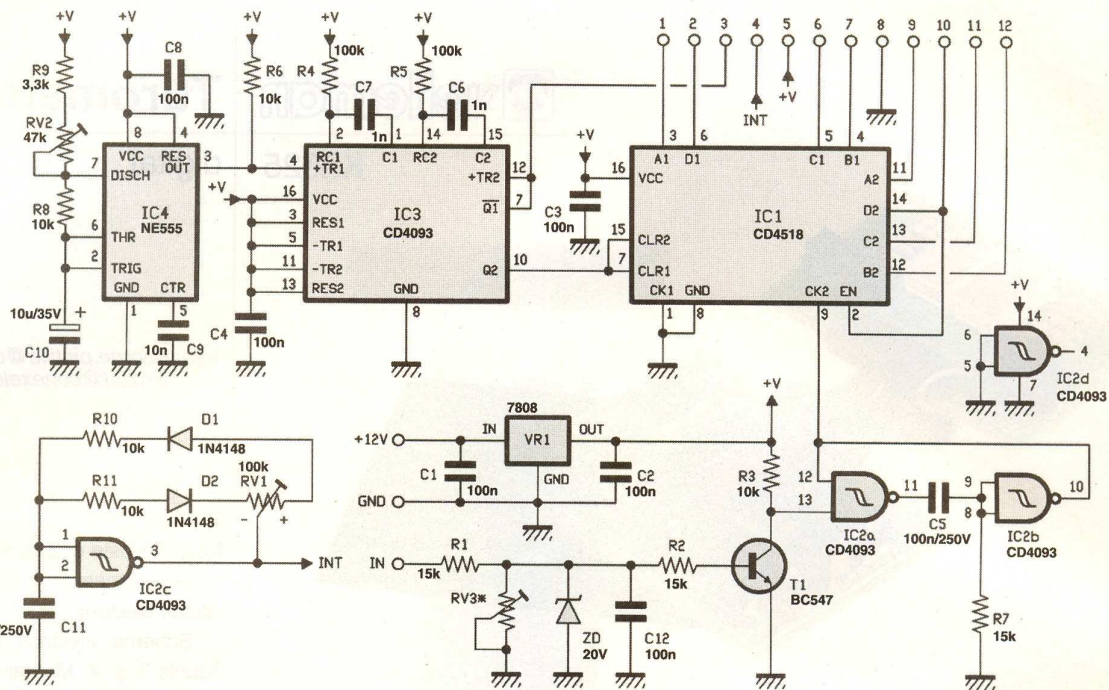
Fotografia unui prototip pentru placa de afișare a turometrului digital



### Info ...

Cod	Tip	Pret (lei)
8245	CD 4518	0,8 8.000 lei vechi
3587	CD 4093	0,4 4.000 lei vechi
3589	CD 4098	0,8 8.000 lei vechi
4875	LM 555 CN	0,5 5.000 lei vechi
8055	CD 4511	0,7 7.000 lei vechi
7439	UA 7808	0,8 8.000 lei vechi

... la **conex electronic**



**Fig. 1**  
Schema electrică  
a plăcii de bază  
a tuometrului

numărării și se re setează numărătorul, după care se reia ciclul. Pot fi măsurate turații între 100 și 9.900t/min., iar rezultatul afișat va apărea divizat cu 100. Vor fi afișate numai cifrele care indică miile de ture și sutele de ture. Valoarea afișată trebuie corelată cu numărul de cilindri și tipul motorului, conform indicațiilor din tabelul 1.

Intrarea se face la bornele IN. Semnalul se culege de la blocul electronic de aprindere (dacă acesta există), de la

volantul magnetic al motorului sau, mai exact, de la ruptorul (sau de la tranzistorul) care comandă bobinele de aprindere. La vehiculele moderne există un montaj electronic dotat cu un tranzistor de putere care comandă bobinele de aprindere.

Fiecare impuls de aprindere aplicat la intrarea IN este limitat în amplitudine de dioda Zener ZD și este refăcut de tranzistorul T1 care inversează faza. Capacitatea C12 împreună cu rezistorul R1 reprezintă un filtru contra eventualelor

semnale parazite care pot apărea.

În colectorul lui T1 apar impulsuri negative care sunt aplicate unui monostabil format din două circuite NAND (IC2a și IC2b) care oferă la ieșire impulsuri de durată constantă independent de forma impulsului de la intrare.

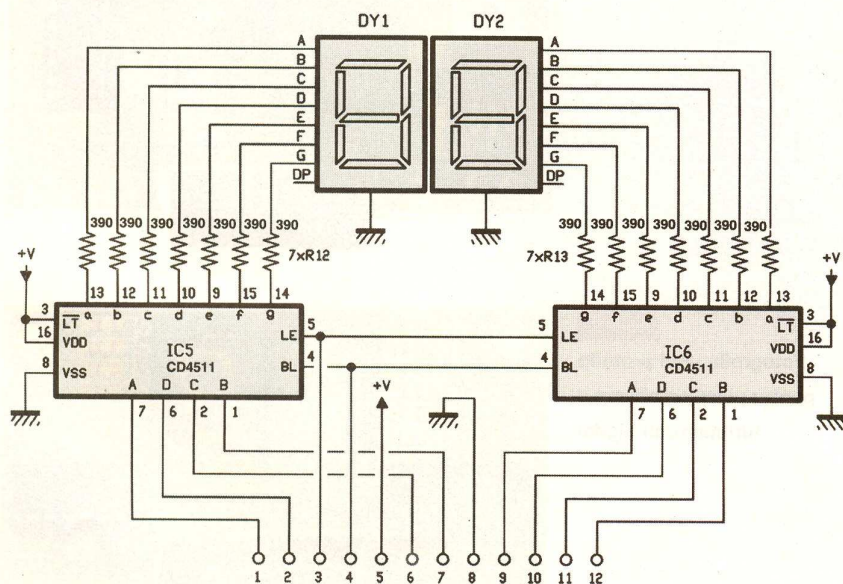
**Tabelul 1**

Turația motoarelor în funcție de numărul de cilindri existenți

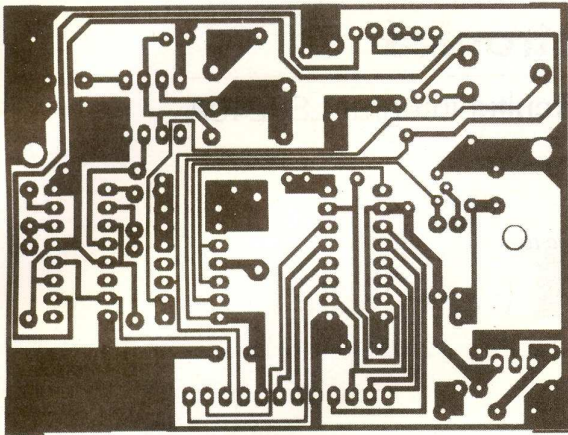
Cilindri	2 timpi	4 timpi
1	3.000	6.000
2	1.500	3.000
3	1.000	2.000
4	750	1.500
5	-	1.200
6	-	1.000
8	-	750
10	-	600
12	-	500

Aceste impulsuri se aplică unui numărător dublu dotat cu 2 afișoare cu LED-uri cu 7 segmente. Acest numărător dublu CMOS este de tipul CD4518. Cele 2 numărătoare sunt conectate în serie.

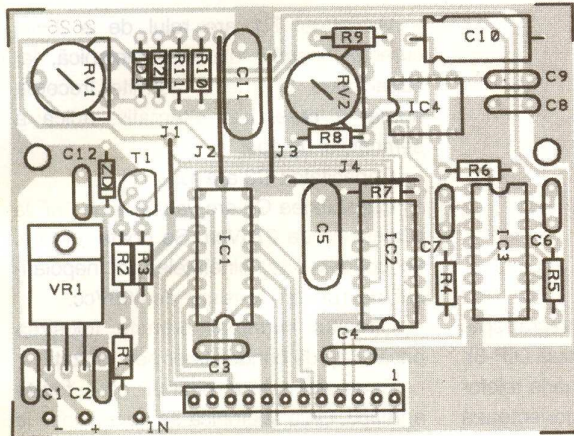
Un oscilator dotat cu un montaj monostabil se ocupă cu afișarea periodică a rezultatului numărării și reinițializarea periodică a procesului de numărare și afișare. Această cadență este realizată de



**Fig. 2**  
Schema electrică a plăcii de afișare a tuometrului



**Fig. 3a**  
Desenhul de echipare (scara 1:1) pentru placa de bază a turometrului numeric



**Fig. 3b**  
Amplasarea componentelor pentru placa de bază a turometrului numeric

NE555 care este montat ca multivibrator astabil care oferă un semnal tip "ceasornic" cu frecvența de 6Hz. Frecvența se ajustează cu trimerul RV2. Acest semnal se aplică la IC3 care oferă semnalele LATCH și de resetare a numărătoarelor

după fiecare ciclu de numărare și afișare. Convertoarele BCD - 7 segmente sunt de tipul CD4511.

După echiparea celor 2 plăci conform desenelor din figurile 2a și 2b se interconectează cu o "panglică" cu un

cablu plat, lung de aproximativ 7cm.

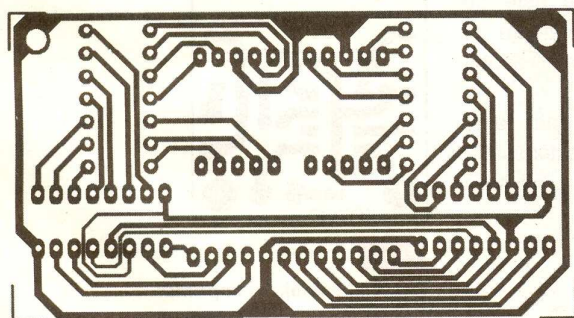
Pentru etalonare avem nevoie de un transformator de rețea care să ofere în secundar o tensiune de 10...15V. Această tensiune se aplică la bornele IN.

Se alimentează montajul cu o tensiune continuă de 10...15V (sau de la un acumulator de 12V). Consumul este de ordinul a 100mA.

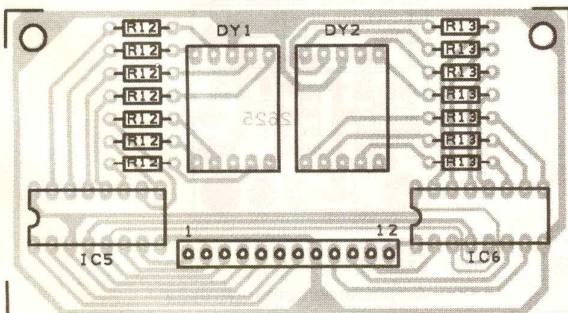
Etalonarea se face acționând trimerul RV2.

Ca să cunoaștem valoarea care trebuie afișată trebuie consultat tabelul 1.

De exemplu, dacă motorul are 6 cilindri, trebuie să se afișeze valoarea "3.000". Deoarece nu se afișează decât miile și sutele de ture, vom obține numai 30 (30 x 100 = 3.000). Intensitatea luminoasă a afișoarelor se reglează din RV4.

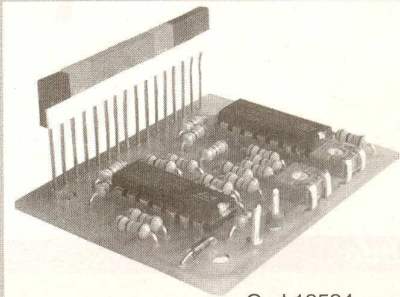


**Fig. 4a**  
Desenhul de echipare (scara 1:1) pentru placa de afișare a turometrului numeric



**Fig. 4b**  
Amplasarea componentelor pentru placa de afișare a turometrului numeric

## Voltmetru pentru baterii auto



Cod 13534  
**15 lei**  
150.000 lei vechi

### Date tehnice

- valoarea tensiunii măsurate: 10...15V;
- trepte de măsurare: 10 - 10,5 - 11 - 12 - 13 - 14 - 14,5 și 15V;
- curent maxim consumat: 200mA (cu toate LED-urile aprinse).

La realizarea montajului au fost folosite două circuite integrate de tipul LM324N, 8 LED-uri și rezistoarele aferente. Pentru obținerea unei tensiuni de referință stabilizată este folosită o diodă Zener de 5,6V.

Pentru valorile: 10-10,5 și 15V sunt folosite LED-uri roșii deoarece aceste valori sunt considerate "periculoase". Pentru valorile de 11 și 14,5V considerate mărimi de atenționare sunt folosite LED-uri galbene, iar pentru 12-13 și 14V - LED-uri verzi deoarece sunt valori normale pentru tensiunea unei baterii.

Voltmetrul poate fi montat în cutia din material plastic (cod 9603) pentru care a fost proiectat și care poate fi procurată (opțional) din magazinul Conex Electronic.

# Sonerie electronică

CNX229

pentru telefon cu circuitul integrat LS1240A



STMicroelectronics

George Pintilie  
george.pintilie@conexelectronic.ro



**C**u ajutorul circuitului integrat specializat LS1240A (capsulă DIP-8), se poate realiza o sonerie telefonică, electronică, care se conectează direct la linia telefonică. Montajul nu afectează funcționarea normală a aparatului telefonic atunci când se desfășoară o convorbire.

Circuitul integrat LS1240A este prevăzut (intern) cu un redresor în punte pentru semnalul alternativ de apel, cu un bloc care permite soneriei să funcționeze numai când se depășește un anumit prag al semnalului de apel (care este de minimum 15V), cu două generatoare de ton și un etaj de ieșire (amplificator) pentru alimentarea buzerului.

Frecvența tonurilor de apel este determinată de valorile condensatorului C2 și rezistorului R2 (vezi schema electrică din figura 1).

Rezistorul R1 are rolul de a limita curentul absorbit din linia telefonică, iar capacitatea C1 de a permite trecerea numai a curentului alternativ, adică a semnalului de apel.

Capacitatea C3 are rol de filtraj.

Capacitatea C1 are valoarea de 1μF la o tensiune de 275Vca. Se poate folosi și un condensator, bineînțeles tot nepolarizat, de 1μF la o tensiune de 400Vcc.

Circuitul imprimat permite folosirea oricărui tip de condensator nepolarizat.

Semnalul sonor obținut este foarte agreabil. Linia telefonică se conectează la bornele K1 și K2 notate LINIE, iar buzerul la bornele K3 și K4, însemnate corespunzător.

În figura 3 este prezentat modul de amplasare a componentelor, iar în figura 2 - desenul cablajului imprimat la scara 1:1.

Toate componentele pot fi procurate de la magazinul Conex Electronic. ♦

### Info ...

Cod	Tip	Preț (lei)
4896	LS 1240A	2,5 <i>25.000 lei vechi</i>
2456	1μF/275V	2 <i>20.000 lei vechi</i>

... la **conex electronic**

Fig. 1

Schema electrică

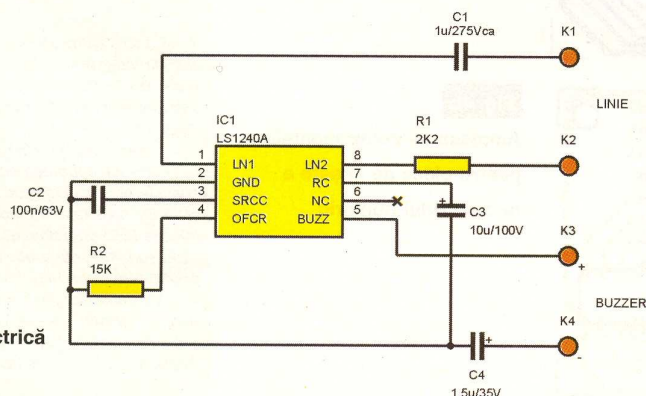


Fig. 2

Desenul cablajului imprimat

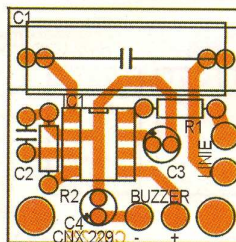
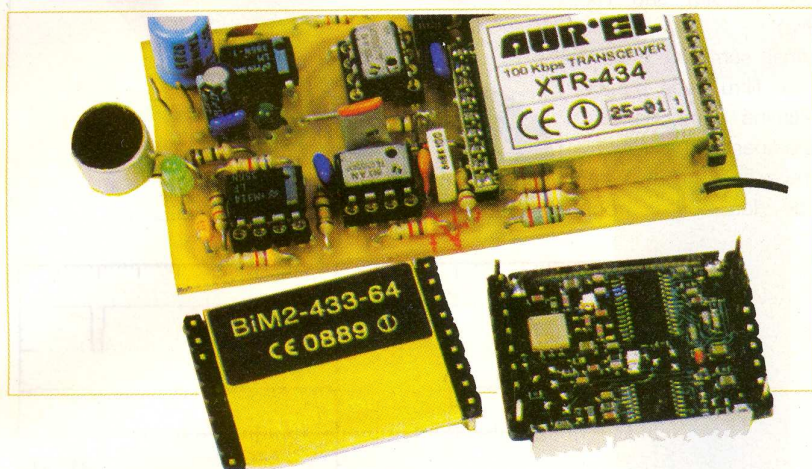


Fig. 3

Amplasarea componentelor

# AUREL



## Transceiver digital

### Emitător-receptor cu XTR-434

Ilie Mihăescu

**M**odulele AUREL pentru comunicații în 433MHz atât pentru recepție, cât și pentru emisie au fost prezentate și comentate în mod repetat în revista Conex Club, iar magazinul Conex Electronic are permanent oferta fizică a acestora la prețuri atractive.

La transceiverul pe care îl prezentăm cu scopul ca cei interesați să-l construiască și să beneficieze de serviciile lui, sunt recomandate modulele AUREL XTR-434 (sau suplimentar RADIOMETRIX BIM2-433-64, ambele apte pentru transmisiile numerice).

Ambele lucrează în mod FM, conținând

În banda de 433MHz, conform recomandărilor Comisiei Europene, se pot face comunicații numerice cu puterea de câțiva miliwați până la 10mW. Transceiverul prezentat corespunde acestor cerințe cu toate că transmite informații vocale fiindcă acestea sunt transformate în mesaje digitale, iar puterea de emisie este de +10dBm, adică de 10mW (autorizați).

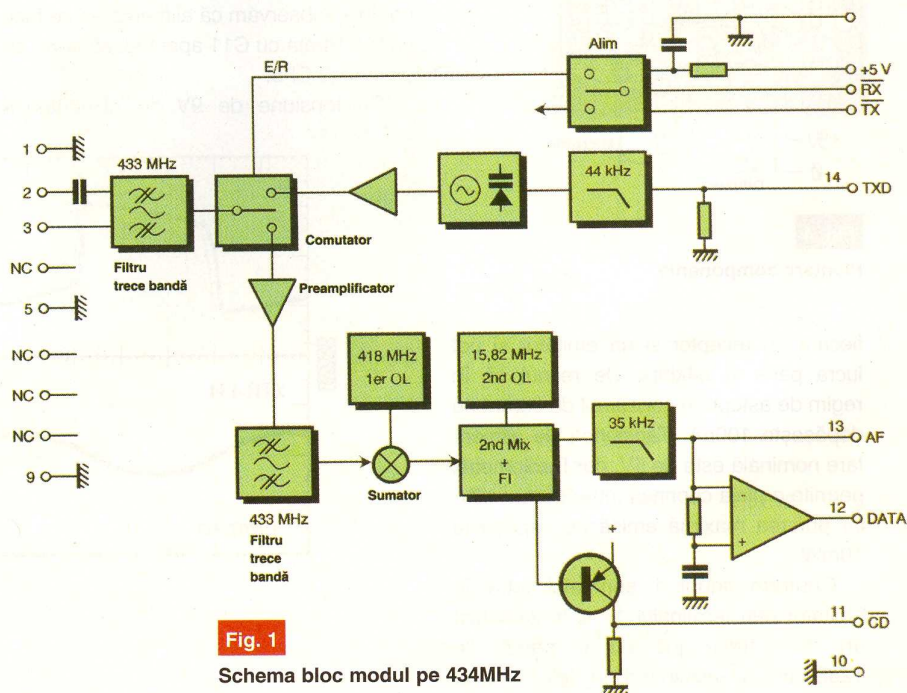
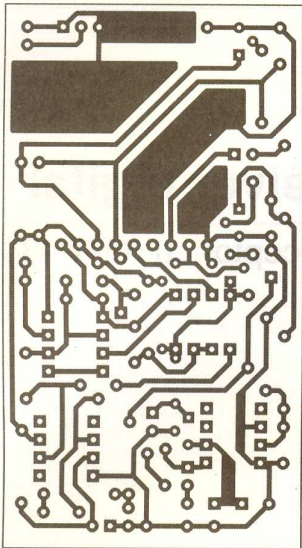
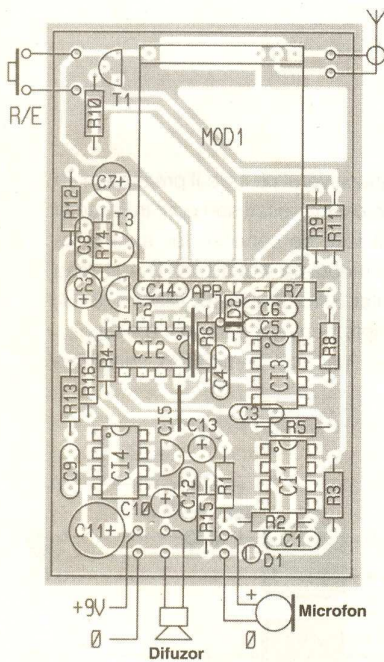


Fig. 1

Schema bloc modul pe 434MHz



**Fig. 3**  
Circuit imprimat (scara 1:1)



**Fig. 4**  
Plantare componente

fiecare un receptor și un emițător și pot lucra până la 64kbits. De reținut că în regim de așteptare consumul de curent nu depășește 100nA. Tensiunea de alimentare nominală este de 5V, dar Radiometrix permite o plajă cuprinsă între 3,3V și 10V, iar puterea maximă emisă nu depășește 10mW.

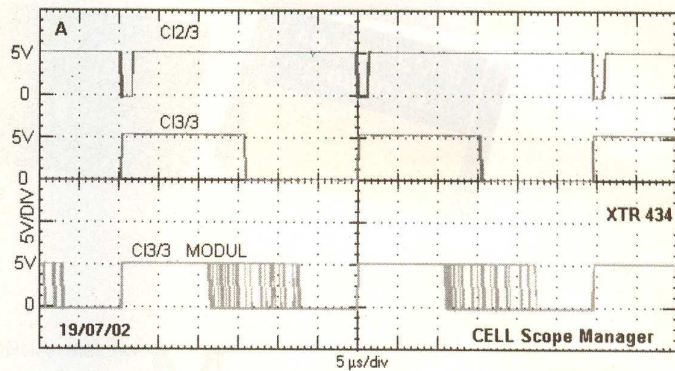
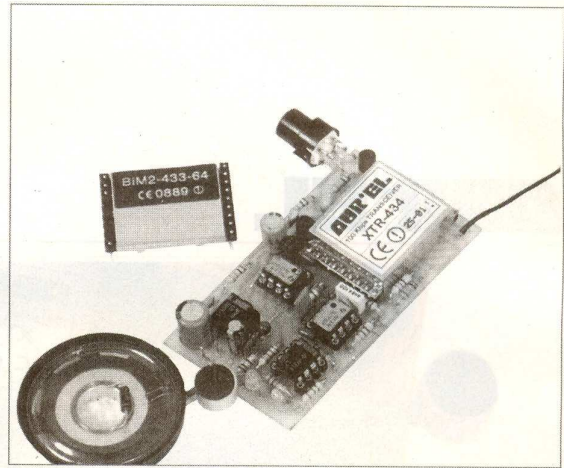
Conform figurii 1 semnalul intră în emițător prin terminalul 14 și traversează un filtru trece jos cu o pantă de 12dB/octavă, eliminând în felul acesta

tranzițiile rapide. De la filtru, semnalul comandă o diodă varicap producând modularea în frecvență.

Amplificatorul de putere este urmat de un comutator de antenă care stabilește linia Tx (emisie) sau Rx (recepție).

În final semnalul traversează un filtru trece bandă care elimină componentele din afara spectrului.

La recepție semnalul este filtrat de două ori și apoi



**Fig. 4**

**OSCILOGRAMA A**  
Forma impulsurilor la ieșirile circuitelor  
CI-2 și CI-3

supus la o dublă schimbare de frecvență și apoi demodulat.

Sunt prevăzute două ieșiri, una de bandă largă filtrată la 35kHz și alta pentru transmisii de date.

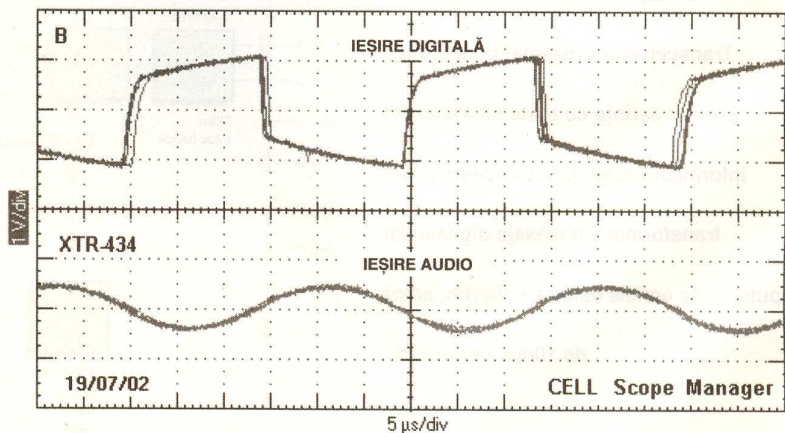
Analizând schema electrică de principiu din figura 2 unde avem un transceiver complet, observăm că alimentarea se face cu 9V, filtrată cu C11 apoi redusă la 5V cu elementul CI-5.

Cu tensiune de 9V se alimentează

numai circuitul LM386, etajul final audio.

Semnalul este obținut de la un microfon electret. Amplificator este circuitul CI-1 de tip LF356 polarizat cu dioda LED D1.

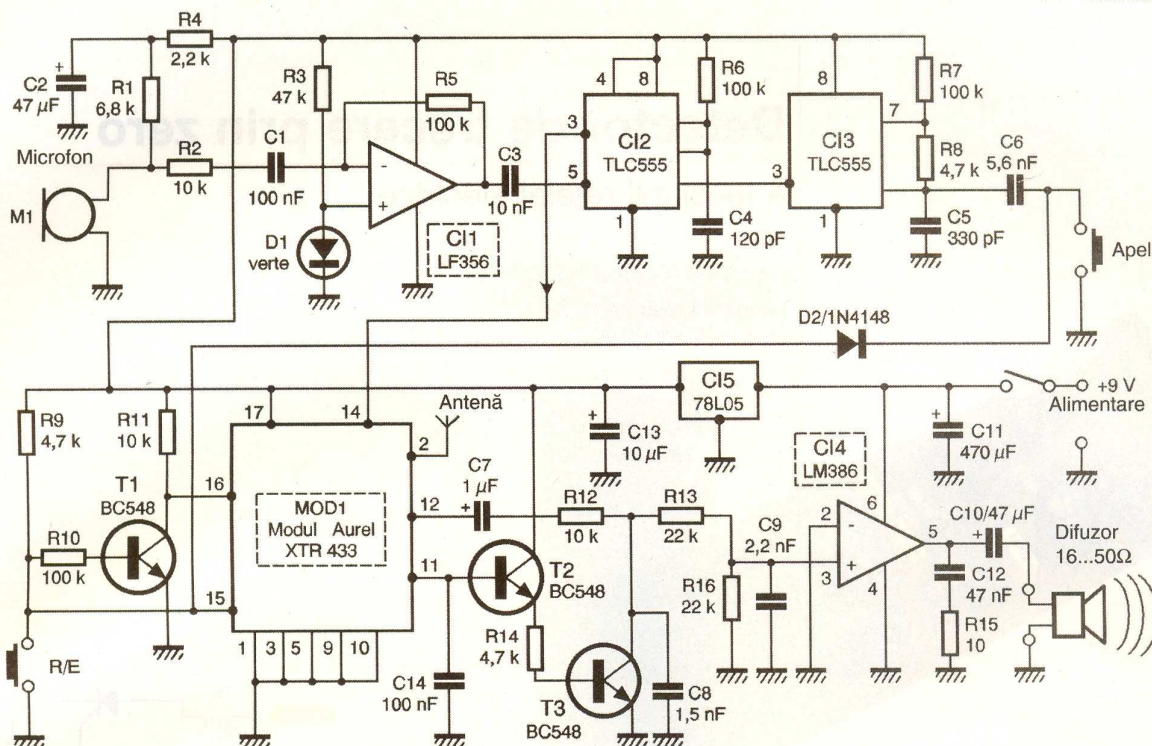
Circuitul LF356 are avantajele că lucrează cu tensiune mică de alimentare și nu este sensibil la semnalul de radio-



**Fig. 5**

**OSCILOGRAMA B**  
Forma impulsurilor la ieșirile DATA și AF





**Fig. 2**  
Schema electrică

frecvență. Urmează apoi două circuite TL555 care au rol de modulatori în impuls - durată.

Fenomenul decurge astfel: CI-3 generează impulsuri cu durata de 30μs. Aceste impulsuri declanșează monostabilul CI-2 ale căror impulsuri sunt determinate de valorile R6-C4 și de valoarea tensiunii audio aplicată pe terminalul 5.

Se obțin astfel la ieșirea circuitului CI-2 (pin 3) impulsuri modulate în durată, adică o modulație PWM (Puls With Modulation).

Aceste impulsuri controlate fidel de semnalul audio sunt aplicate la intrarea 14 a modului emițător.

Comanda Emisie-Recepție se face prin butonul R/E care controlează tranzistorul T1.

Semnalul de ieșire trece prin demodulare și filtrare și apare la terminalul 11 unde tranzistorul T3 blochează zgomotul propriu al receptorului în lipsa unui semnal de emisie (funcția squelch). Semnalul audio este amplificat de CI-4 și ascultat în difuzor.

Dacă se dorește la intrarea lui CI-4 se poate monta un potențiomtru.

Realizarea practică a transceiverului se face pe circuitul din figura 3, iar componentele se plantează conform desenului

din figura 4.

După realizarea fizică a montajului se fac observații dacă totul este corect, apoi se alimentează cu energie electrică.

Și cum de obicei se construiește o pereche de transceivere se probează imediat o legătură radio între ele.

Dacă ne place cum decurge legătura, iar semnalul audio este de bună calitate, considerăm treaba terminată.

Cine dorește și are și osciloscop poate vizualiza semnalele în diverse puncte pe schemă.

Pe oscilograma A sunt reprezentate impulsurile de 30μs de la terminalul 3 al circuitului CI-2. Urmează apoi forma nemodulată a impulsurilor la terminalul 3 de la circuitul CI-3 și apoi impulsurile modulate ce apar la același terminal.

Oscilograma B prezintă forma semnalelor de la ieșirile de audiofrecvență și numerice pe terminalele 13 și 12 ale modului emițător/receptor AUREL sau RADIOMETRIX.

Reamintesc celor pasionați de construcții că procurând module RxTx de la Conex Electronic, cu pasiune și perseverență pot să realizeze un sistem de comunicații greu de interceptat și în special de descifrat.

**Bibliografie:**

Revista *Electronique Pratique* nr. 268 (septembrie 2002).

Info ...		
Cod	Tip	Pret (lei)
3094	XTR-434L	259 2.590.000 lei vechi
4716	LF 356 N	2 20.000 lei vechi
4854	LM 386 N	1,2 12.000 lei vechi
4875	LM 555 CN	0,5 5.000 lei vechi

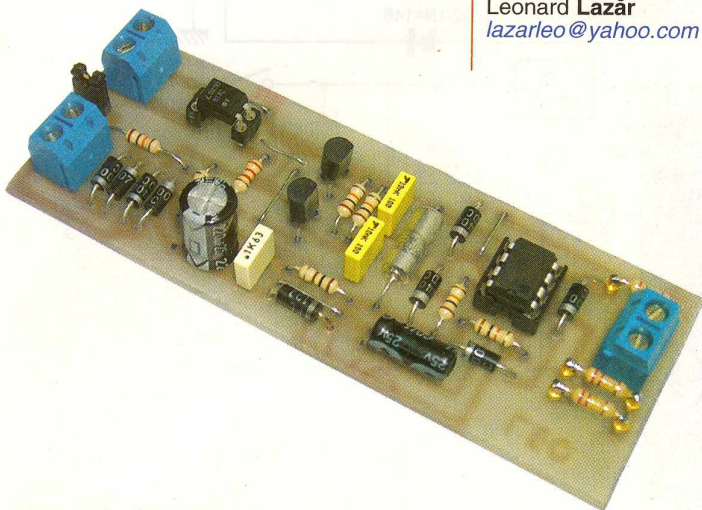
... la **conex electronic**

radio  
**delta rfi**

# Detector de trecere prin zero

a tensiunii rețelei electrice

Leonard Lazăr  
lazarleo@yahoo.com



## Introducere

Detectarea trecerii prin zero a tensiunii rețelei electrice este utilizată în foarte multe aplicații, atât industriale, cât și casnice și stă la baza punerii în practică a principiului reglajului de fază. Pot fi enumerate în acest sens: redresoare de tensiune monofazate sau trifazate a căror mărime de ieșire este reglabilă, variatoare de tensiune alternativă cu tiristoare sau triace, etc.

Principiul reglajului de fază este pus în evidență prin schemele de redresoare monofazate monoalternanță cu sarcină rezistivă, din figurile 1 și 2.

Pentru schema din figura 1, dioda D va

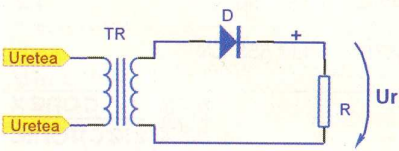


Fig. 1

Redresor monofazat monoalternanță cu diodă redresoare și sarcină rezistivă

fi polarizată direct numai pe semialternanțele pozitive ale tensiunii secundare a transformatorului, tensiunea la bornele sarcinii  $U_r$  fiind prezentată în figura 3. Se

remarcă faptul că valoarea efectivă a tensiunii obținute are o valoare fixă, neputând fi modificată. Pentru a putea varia tensiunea la bornele sarcinii va trebui utilizată schema din figura 2, în care dioda D din figura 1 a fost înlocuită de tiristorul T. Se reamintește faptul că un tiristor intră în conducție când este polarizat direct

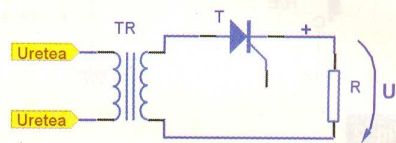


Fig. 2

Redresor monofazat monoalternanță cu tiristor și sarcină rezistivă

figura 4. Cazurile extreme sunt:

- întârziere 0 ( $\alpha=0^\circ$  electrice), caz în care tiristorul se comportă ca o diodă obișnuită și se obține la bornele sarcinii tensiunea  $U_r$  din figura 3;

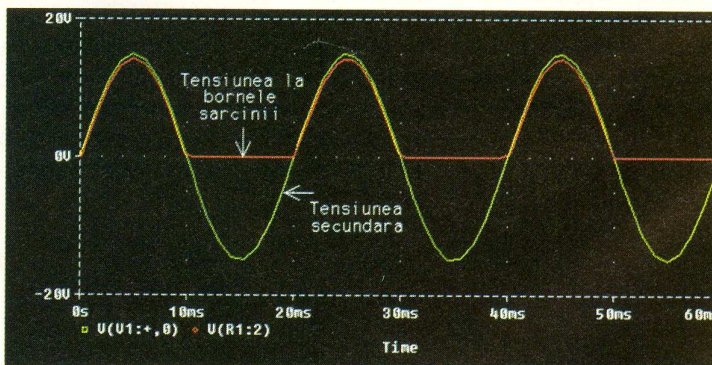


Fig. 3

Formele de undă corespunzătoare schemei din figura 1

(potențialul anodului mai mare decât cel al catodului) și dacă primește un semnal de comandă de amorsare pe poartă (grilă). Principiul reglajului de fază constă în introducerea unui timp de întârziere până la comanda tiristorului, de la trecerea prin zero a tensiunii secundare. Formele de undă obținute pentru o întârziere oarecare (unghi de comandă  $\alpha$ ) sunt prezentate în

- întârziere 10ms ( $\alpha=180^\circ$  electrice), caz în care tiristorul nu mai intră practic în conducție, deoarece după valoarea de timp de 10ms apare semialternanța

negativă și tiristorul va fi polarizat invers, deci va fi blocat. Tensiunea la bornele sarcinii va fi în acest caz 0V.

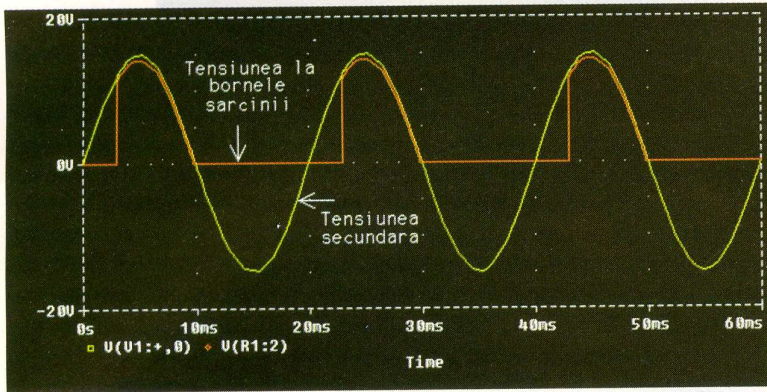
**Schema electrică**

Schema electrică prezentată în figura 5 reprezintă un detector de trecere prin 0 a

- spre valori negative;
- utilizează componente uzuale, ușor procurabile și de cost redus.

Elementul principal este un comparator dublu (LM393 - sau echivalent), cu ieșirile de tip "Open Collector". (La fel de bine pot fi utilizate și două comparatoare din circuitul LM339).

Intrarea neînversoare a unuia dintre comparatoare (Comp1) va fi legată la una din bornele rețelei electrice prin rezistorul R1, iar intrarea inversoare a celui alt comparator (Comp2) va fi legată la aceeași bornă a rețelei prin rezistorul R3. Pentru simetrie, cealaltă bornă a rețelei va fi conectată în montaj prin intermediul rezistorului R2. Celelalte două intrări ale comparatoarelor sunt conectate la potențialul de referință. Dacă se dorește o conectare directă la rețea, așa cum se prezintă în schema din figura 5, valoarea comună a rezistoarelor R1, R2 și R3 va fi de 100kΩ; dacă se dorește o conectare la rețea prin intermediul unui transformator de separare galvanică (220/10Vca - 220/24Vca), valoarea acestor rezistoare va fi de 10kΩ. Trebuie subliniat faptul că micșorarea valorii acestor rezistoare are

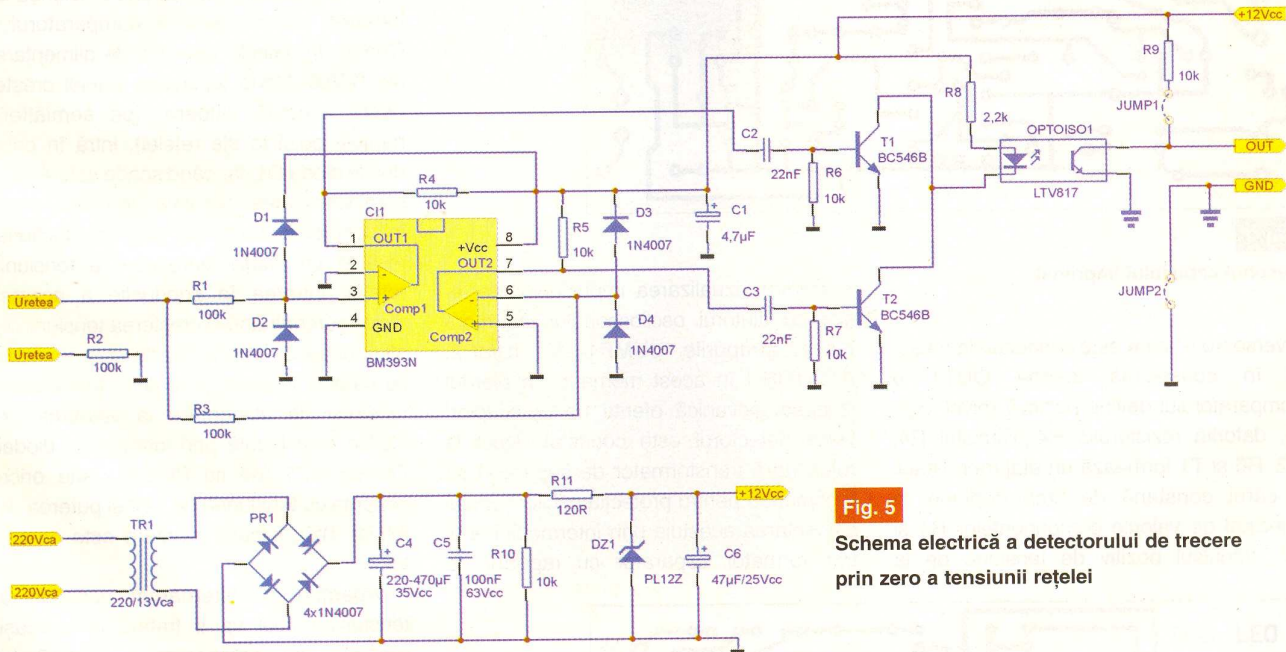


**Fig. 4**  
Formele de undă corespunzătoare schemei din figura 2

Principiul reglajului de fază prezentat mai sus este numai un exemplu de aplicație (din sfera electronicii de putere) în care se utilizează detectarea trecerii prin zero a tensiunii rețelei. Mai pot fi însă

tensiunii rețelei electrice (**Zero Crossing Detector** sau **ZCD**), cu următoarele avantaje:

- conectarea la rețeaua de tensiune electrică poate fi făcută atât direct, cât și prin intermediul unui transformator de tensiune separator cu o tensiune secundară redusă (10 - 24Vca);
- nu necesită identificarea fazei rețelei



**Fig. 5**  
Schema electrică a detectorului de trecere prin zero a tensiunii rețelei

menționate și alte aplicații, cum ar fi transmisiile de date prin rețeaua electrică, care utilizează diferite protocoale de comunicație (CEBus, HomePlug, HomePNA, X10) a căror sincronizare este făcută la trecerea prin zero a tensiunii rețelei.

- detectează atât trecerea prin zero a tensiunii rețelei spre valori pozitive, cât și trecerea spre valori negative; schema poate fi configurată ușor pentru detectarea trecerii prin zero a tensiunii numai spre valori pozitive sau numai

un efect benefic cu privire la precizia de detectare a trecerii prin zero a tensiunii deoarece este diminuat efectul capacităților parazite existente inerent la nivelul montajului practic - și cărora li se datorează o bună parte din erorile de detecție, dar cu dezavantajul creșterii puterii disi-

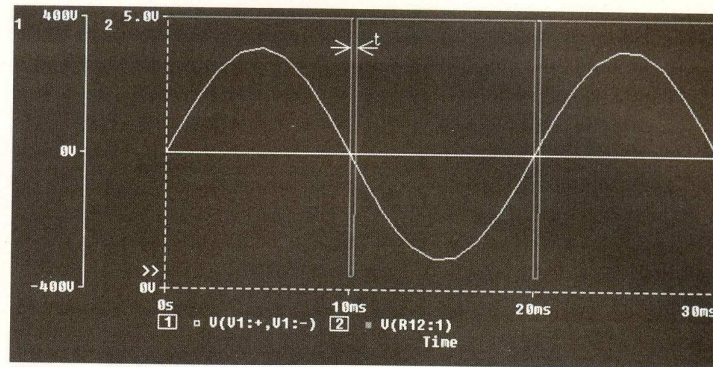
pate de rezistoare, proporțională cu pătratul curentului care le străbate. Valorile din schemă au fost alese astfel încât rezistoarele să fie parcurse de un curent de aproximativ 1mA, puterea disipată fiind

**Tabelul 1**

Durata impulsului / valoarea condensatorului C2	
C	t
10nF	300μs
22nF	600μs
47nF	1,3ms
100nF	3ms

în acest caz de circa 0,1W, putându-se utiliza fizic rezistoare de 0,25W.

Comparatorul Comp1 detectează trecerea prin zero a tensiunii rețelei spre valori pozitive: dacă tensiunea rețelei depășește valoarea de 0V, intrarea neinversoare (+) a acestui comparator devine mai pozitivă decât intrarea



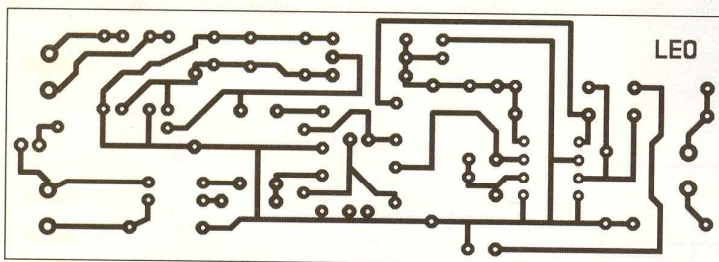
**Fig. 6**

Formele de undă obținute în urma simulării schemei cu ajutorul programului SPICE

ieșirea OUT1 va conduce la intrarea în conducție în regim de saturație pentru o scurtă perioadă de timp a tranzistorului T1, alimentând LED-ul optocuplorului. Durata impulsului de comandă poate fi controlată prin modificarea condensatorului C2, cu valori între 10nF și 100nF, obținându-se valorile din tabelul 1.

transformare 1 : 1!

Potențialul pozitiv de tensiune de la ieșirea optocuplorului este obținut prin rezistorul R9. Impulsurile pozitive de tensiune obținute cu ajutorul mono-stabilului (R4, C2, R6 și T1) și aplicate diodei optocuplorului vor fi inversate de tranzistorul acestui element, în colectorul acestuia (ieșirea OUT) obținându-se impulsuri negative. S-a optat pentru această polaritate deoarece acest semnal poate fi aplicat direct unei intrări de întrerupere externă a unui microcontroler industrial.



**Fig. 7**

Desenul cablajului imprimat

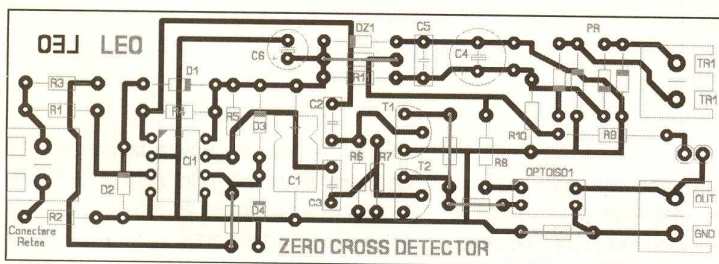
inversoare (-) care este conectată la masă, și în consecință ieșirea OUT1 a comparatorului devine pozitivă (nivel logic 1), datorită rezistorului R4. Circuitul R4, C2, R6 și T1 formează un etaj monostabil a cărui constanță de timp depinde în principal de valorile componentelor R4 și C2. Impulsul pozitiv de tensiune de la

Pentru vizualizarea impulsurilor de ieșire cu ajutorul osciloscopului, se montează ștrapurile JUMP1 și JUMP2. ATENȚIE ! în acest moment s-a pierdut izolarea galvanică oferită de optocuplor! Dacă detectorul este conectat direct la rețea (fără transformator de separare) se recomandă pentru protecția osciloscopului alimentarea acestuia prin intermediul unui transformator separator cu raportul de

Diodele D1 și D2 au un rol foarte important, acela de a menține tensiunea la intrarea neinversoare a comparatorului Comp1 în limitele tensiunii de alimentare de 12Vcc. Când tensiunea rețelei crește peste această valoare, (pe semialternanțele pozitive ale rețelei), intră în conducție dioda D1, iar când scade sub 0V (pe semialternanțele negative ale rețelei) intră în conducție dioda D2. D1 va funcționa însă și ca diodă redresoare a tensiunii rețelei, intrarea în conducție a acestei diode determinând și creșterea tensiunii de alimentare de 12Vcc (dioda este montată cu catodul la acest potențial). Menținerea tensiunii de alimentare la valoarea de 12Vcc este făcută prin intermediul diodei Zenner DZ1 (de tip PL12Z - sau orice variantă cu tensiunea de 12V și puterea de minim 1W), a cărei montare este obligatorie.

Apariția semialternanței negative a tensiunii rețelei va fi tratată în aceeași manieră de comparatorul Comp2 al circuitului integrat, funcționarea montajului fiind simetrică.

Simularea schemei din figura 5 cu ajutorul programului SPICE a condus la obținerea formelor de undă din figura 6. Rezultatele au fost confirmate practic prin vizualizarea impulsurilor de ieșire, sincronizate cu trecerea prin zero a tensiunii rețelei electrice cu ajutorul unui osciloscop



**Fig. 8**

Desenul de amplasare a componentelor

cu două spoturi.

S-a optat pentru o alimentare "liniștită" a montajului, de la un alimentator cu transformator și redresor dublă-alternață (TR1, PR1), urmat de un condensator de filtraj (C4) și un stabilizator de tensiune simplu (R11, DZ1, C6) cu rolul precizat mai sus.

Desenele cablajului imprimat și de amplasare a componentelor sunt date în figurile 7 și 8.

**ATENȚIE!** Deoarece montajul poate fi conectat direct la rețeaua de tensiune electrică, se vor lua toate măsurile de evitare a electrocutărilor! Se reamintesc numai câteva. În timp ce este conectat la rețea:

- nu se ține montajul în palmă;
- nu se atinge nici o componentă electronică (cu scopul susținerii montajului sau a verificării încălzirii componentei respective);

- nu se lipesc/ dezlipesc componente.

Se vor utiliza cabluri electrice cu izolație corespunzătoare, terminate cu ștechere standardizate.

În final, o observație importantă: rețeaua Internet oferă puține scheme de acest gen, iar funcționarea celor existente este îndoielnică. Schema prezentată în acest articol sper să fie de un real folos celor interesați !

Pe scurt...

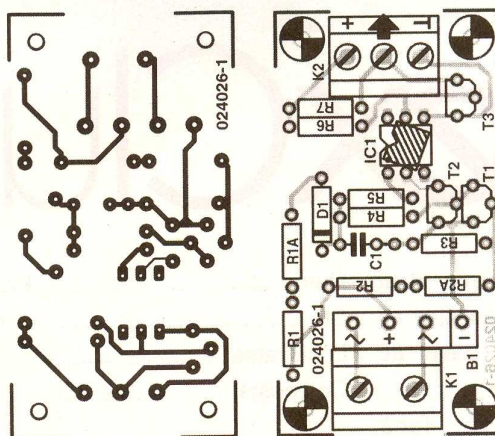
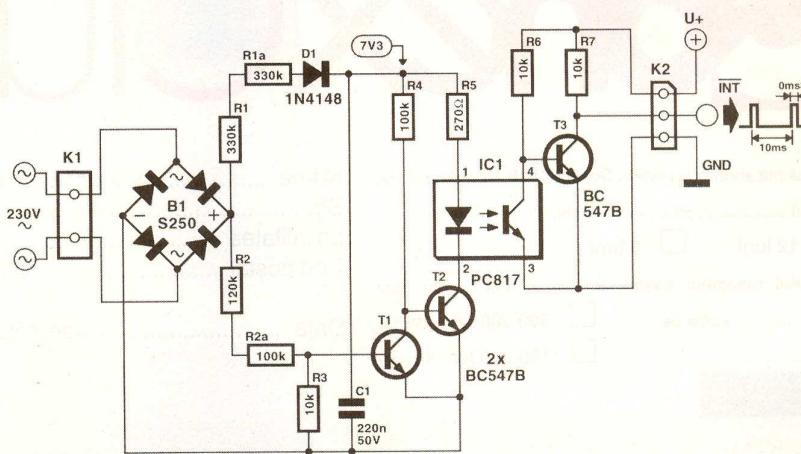
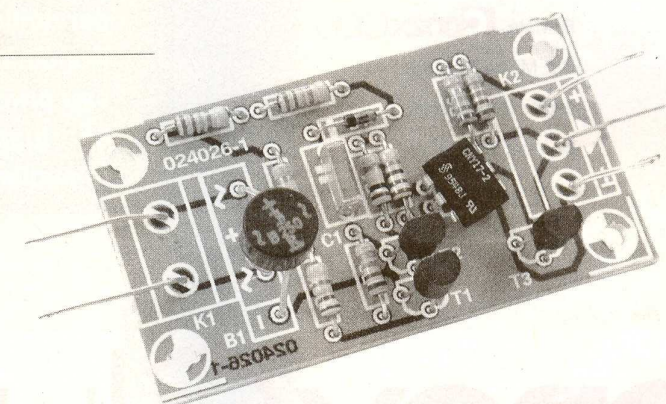
## ZCD - generator de impulsuri sincronizate

cu trecerea tensiunii de 220Vca/50Hz prin zero

Pentru aplicații diverse, cum ar fi comanda surselor de putere moderne cu tiristoare sau tranzistoare, de exemplu, sincronizarea comenzilor aplicate în grile (sau baze) se face cunoscând momentul trecerii prin zero a tensiunii de alimentare de la rețea. Schemele care satisfac această condiție poartă denumirea de ZCD - Zero Crossing Detector.

Izolarea galvanică la un circuit ZCD este un aspect important. În schema prezentată izolarea se realizează cu IC1. Masa rețelei este separată de cea a ieșirii de impulsuri. Se obțin impulsuri sincronizate, periodice, de 300μs la fiecare 10ms, adică la trecerea tensiunii rețelei prin zero.

Sursă: Christian Voit în Elektor.



# 3 MODURI PENTRU A PRIMI REVISTA

1) Abonament pe 12 luni

30 lei

300.000 lei vechi

2) Abonament pe 6 luni

18 lei

180.000 lei vechi

3) Angajament: plata lunar

ramburs

(prețul revistei plus taxe de expediere)

Pentru obținerea revistei trimiteți  
talonul completat și contravaloarea  
abonamentului (prețul în lei) pe

## ADRESA

**Simona Enache**

Revista **ConexClub**

Str. Maica Domnului 48,

sector 2, București,

Cod poștal 023725

Revista Conex Club se expediază folosind serviciile Companiei Naționale Poșta Română. În cazul în care nu primiți revista sau primiți un exemplar deteriorat vă rugăm să luați legătura cu redacția pentru remedierea neplăcutei situații.

# ConexClub

TALON DE  
ABONAMENT

Doresc să mă abonez la revista **ConexClub** începând cu nr.

..... / anul ..... pe o perioadă de:

12 luni

6 luni

Am achitat mandatul poștal nr. .... din data

..... suma de:

300 000 lei (30 lei noi)

180 000 lei (18 lei noi)

Nume ..... Prenume .....

Str. .... nr. .... bl. .... sc. .... et. .... ap. ....

Localitatea ..... Județ / Sector .....

Cod poștal ..... Tel. : .....

Data ..... Semnătura .....

# ConexClub

TALON DE  
ANGAJAMENT

Doresc să mi se expedieze lunar, cu plata  
ramburs, revista **ConexClub**. Mă angajez să  
achit contravaloarea revistei plus taxele de  
expediere.

Doresc ca expedieră să se facă  
începând cu nr. .... / .....

Nume ..... Prenume .....

Str. .... nr. .... bl. .... sc. .... et. .... ap. ....

Localitatea ..... Județ / Sector .....

Cod poștal ..... Tel. : .....

Data ..... Semnătura .....



**Conex Club**

Revistă  
de electronică  
practică  
pentru toți

## Colecție revista Conex Club

Excepție: septembrie 1999; noiembrie 1999;  
decembrie 1999; iulie/2000; august/2000

**1999-2000**  **19 lei**  
190.000 lei vechi

**2001**  **19 lei**  
190.000 lei vechi

**2002**  **19 lei**  
190.000 lei vechi

**1999-2002**  **49 lei**  
490.000 lei vechi

**2003**  **29 lei**  
290.000 lei vechi

**1999-2003**  **79 lei**  
790.000 lei vechi

**2004**  **32 lei**  
320.000 lei vechi

**1999-2004**  **99 lei**  
990.000 lei vechi

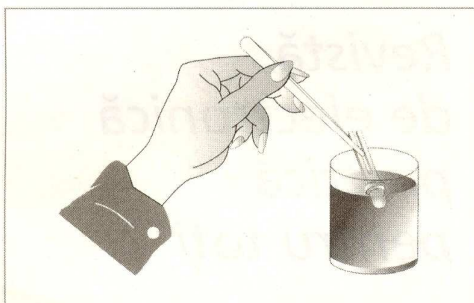


# LED Diode electroluminiscente

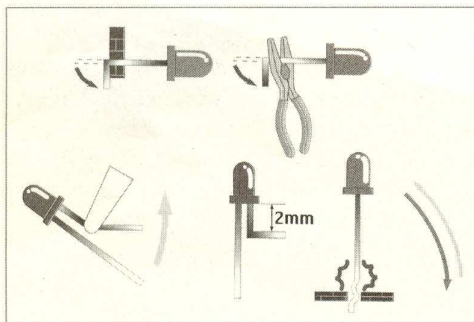
## Kingbright® bicolor și tricolore

Kingbright Electronic Europe

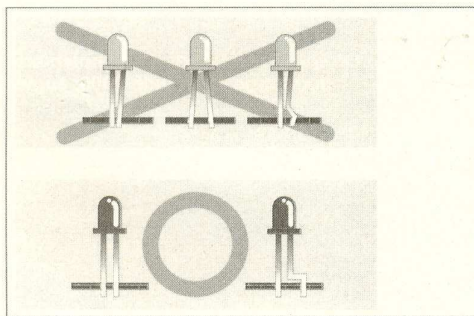
### Sfaturi practice:



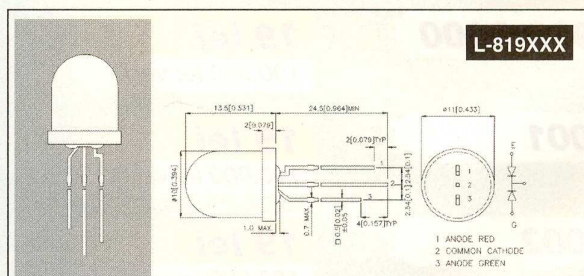
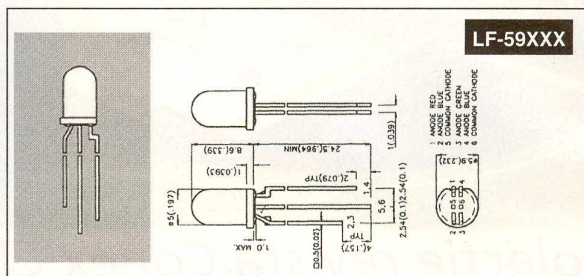
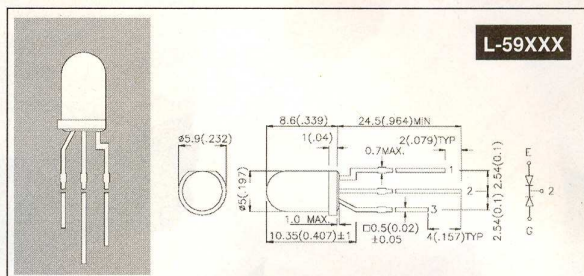
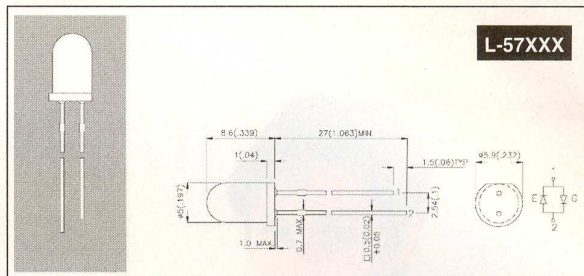
Operația de curățare. A se evita utilizarea solventilor pe bază de acetone. Se recomandă soluțiile pe bază de alcooluri.



Operația de "formare" a terminalelor fără stres mecanic



Montajul corect și incorrect pe cablaj, urmat de lipire



Cod	Denumire și caracteristici	Preț [lei noi]	Preț [lei]	Cod producător [Kingbright]
9252	LED BICOLOR 10 mm ROSU/GALBEN	1.90	19,000	L-819EYW
9253	LED BICOLOR 10 mm ROSU/VERDE	1.90	19,000	L-819EGW
7841	LED BICOLOR 10 mm SUP.RED	2.20	22,000	L-819SRSGW
9153	LED BICOLOR 10 mm VERDE/GALBEN	1.90	19,000	L-819GYW
9259	LED BICOLOR 5 mm ROSU/GALBEN	1.10	11,000	L-57EYW
9255	LED BICOLOR 5 mm ROSU/GALBEN	2.20	22,000	L-59EYW
7846	LED BICOLOR 5 mm ROSU/VERDE	1.00	10,000	L-57EGW
9257	LED BICOLOR 5 mm ROSU/VERDE	1.00	10,000	L-59EGW
9258	LED BICOLOR 5 mm VERDE/GALBEN	1.00	10,000	L-57GYW
9254	LED BICOLOR 5 mm VERDE/GALBEN	1.00	10,000	L-59GYW
9087	LED 5 mm TRICOLOR - RGB -	9.00	90,000	LF-59EMBGMBW



SAMSUNG

ELECTRONICS

## Service GSM

### Samsung E700 - defect la încărcarea acumulatorului

Croif V. **Constantin**  
redactie@conexclub.ro  
Răzvan **Frâncu**, Help Group  
razvangsm2004@yahoo.com

Se prezintă modul de  
implementare a funcției de  
încărcare a acumulatorului  
la telefonul Samsung E700,  
realizată cu un circuit  
integrat specializat de  
ultimă generație, iar la final  
se analizează un defect de  
încărcare "remarcat" în  
practică.

**Fig. 1**

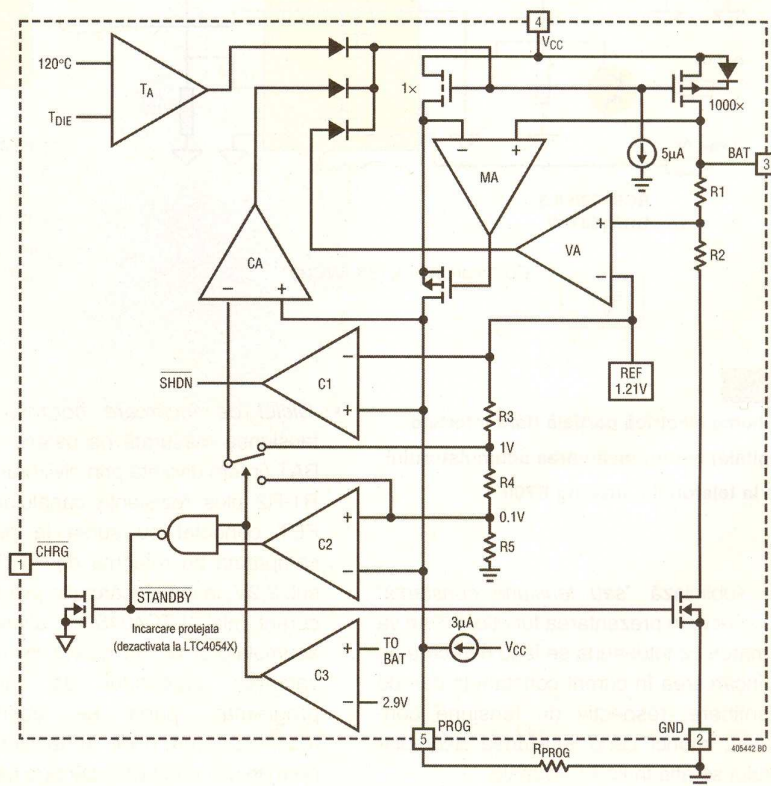
Schema bloc internă a circuitului LTC4054-4.2 - sursă pentru încărcarea acumulatorilor Li-Ion în curent constant / tensiune constantă.

Terminalul Samsung E700 utilizează pentru alimentare un acumulator tip Li-Ion. Datorită modului de realizare a ansamblului PCB-folie tastatură-carcasă exterioră, la telefon se poate manifesta un defect de nefuncționare a operației de încărcare a acumulatorului, datorită întreruperii fizice a unui traseu de circuit imprimat la una din trecerile (via) de pe fața "top" (partea cu display-ul și tastatura) pe "bottom" (partea de PCB ce se suprapune

cu acumulatorul Li-Ion).

Se va analiza amănunțit acest defect pe care l-am considerat util pentru pasionații acestei rubrici din Conex Club.

Schema de încărcare la Samsung E700 este foarte simplă (vezi figura 3), "inima" acestui bloc fiind un circuit integrat specializat: LTC4054-4.2 (el poate fi identificat prin codul de marcaj, aflat pe corpul componentei, în capsulă TSOT-23 cu 5 pini - figura 3 - respectiv LTH7 sau



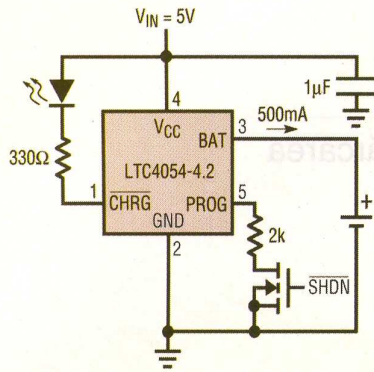


Fig. 2

Schema de principiu recomandată de producător pentru încărcarea acumulatorilor Li-Ion

LTADY). Circuitul integrat în cauză este o sursă de tensiune liniară, specializat pentru încărcarea acumulatorilor Li-Ion în curent constant sau tensiune constantă.

Curentul de încărcare al circuitului LTC4054-4.2 este programabil și poate ajunge până la maxim 800mA (în condițiile în care se utilizează un circuit imprimat - PCB - cu calități termice bune).

În figura 1 se prezintă schema bloc (internă), funcțională, a circuitului respectiv. Se remarcă: pinul de alimentare (de la sursa de tensiune de la care se face încărcarea) Vcc - pin 4, pinul 3 notat BAT (prin care se realizează încărcarea acumulatorului Li-Ion), pinul de programare a curentului de încărcare (PROG - pin 5) și pinul de semnalizare a stării de încărcare (/CHAR, pin 1). Între pinul de alimentare, Vcc și pinul de încărcare al acumulatorului (unde se conectează plusul acestuia), BAT, se află un tranzistor MOS-FET, polarizat cu un generator de curent constant. Se remarcă lipsa unui rezistor extern de măsurare a tensiunii/curentului de încărcare, pe care circuitul integrat nu îl necesită (precum alte componente similare, cu aceleași funcții).

Se prezintă pe scurt, funcțiile (operațiile) circuitului LTC4054-4.2:

(respectiv cel programat). Fenomenul se întâmplă când se depășesc 2,9V, moment în care are loc încărcarea în curent constant. Când pinul BAT se apropie de tensiunea maximă de încărcare, limita 4,2V, LTC4054-4.2 intră în modul de încărcare de întreținere, respectiv încărcarea la tensiune constantă (și curentul solicitat de acumulator începe să scadă treptat). Încărcarea se oprește total când curentul solicitat de acumulator în acest mod, a atins 10% din valoarea curentului programat.

- **Curentul programat pentru încărcare.** Acesta este dat de valoarea unui singur rezistor extern, conectat între pinii PROG și GND, notat RPROG. Valoarea acestui rezistor este dată de relația: "RPROG = 1000V/ curentul de încărcare". Pentru 10kΩ încărcarea se face cu 100mA, iar pentru 500mA rezistorul are 2kΩ.
- **Semnalizarea operației de încărcare.** Pentru semnalizare este rezervat pinul 1- /CHRG. Pinul poate fi în trei stări: de

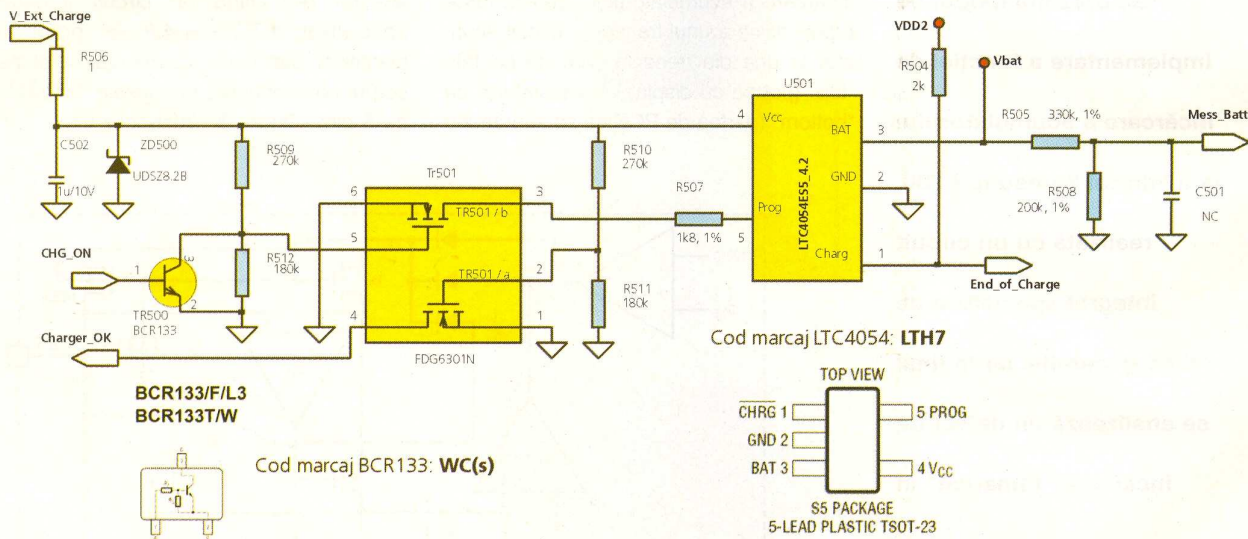


Fig. 3

Schema electrică parțială (fără interfața digitală) pentru încărcarea acumulatorului de la telefonul Samsung E700

Se subliniază "sau tensiune constantă" deoarece, în prezentarea funcționării se va remarca că totdeauna se face o trecere de la încărcarea în curent constant la cea de menținere, respectiv de tensiune constantă, atunci când tensiunea acumulatorului se află în limite normale.

• **Ciclul de încărcare normală.** Dacă tensiunea măsurată pe baterie la pinul BAT (intern divizată prin divizorul rezistiv R1-R2 plus rezistența canalului MOS-FET conectat cu sursa la pin 2 și comparată cu referința de 1,21V) este sub 2,9V, începe încărcarea protejată (la curent mic). LTC4054-4.2 alimentează acumulatorul cu un curent la 10% din valoarea curentului de încărcare programat, până se obține pe acumulator un nivel al tensiunii care permite un curent de încărcare mai mare

mare curent, 10mA - ON (indică că LTC4054-4.2 încarcă), de curent mic, 10μA - OFF sau de înaltă impedanță.

- **Limitare termică internă.** Pentru temperatură internă peste 120°C.
- **Protecție la sub-tensiune.**
- **Oprirea manuală (și comandată electronic) a încărcării.** Se realizează prin "scoaterea din circuit" a rezistorului RPROG, pinul PROG rămânând flotant. Această operație se poate realiza fizic prin utilizarea unui tranzistor MOS, precum în figura 2 (schemă recomandă

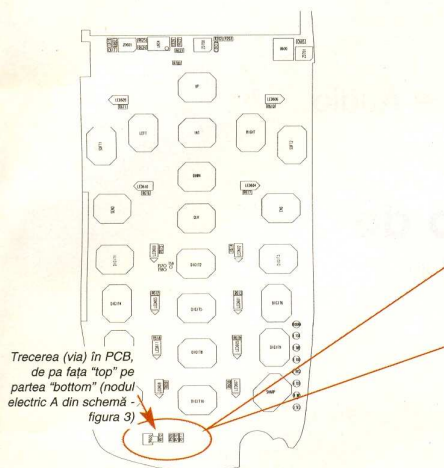


Fig. 4

Amplasarea componentelor pe PCB-ul telefonului Samsung E700 ("top"). Se remarcă componentele din figura 3.

de producător - Linear Tehnology - pentru încărcarea acumulatorilor Li-Ion). Pe această schemă LED-ul indică operația de încărcare.

Plecând de la schema din figura 2, este foarte ușor de înțeles schema din figura 3, care reprezintă aplicația completă (fără

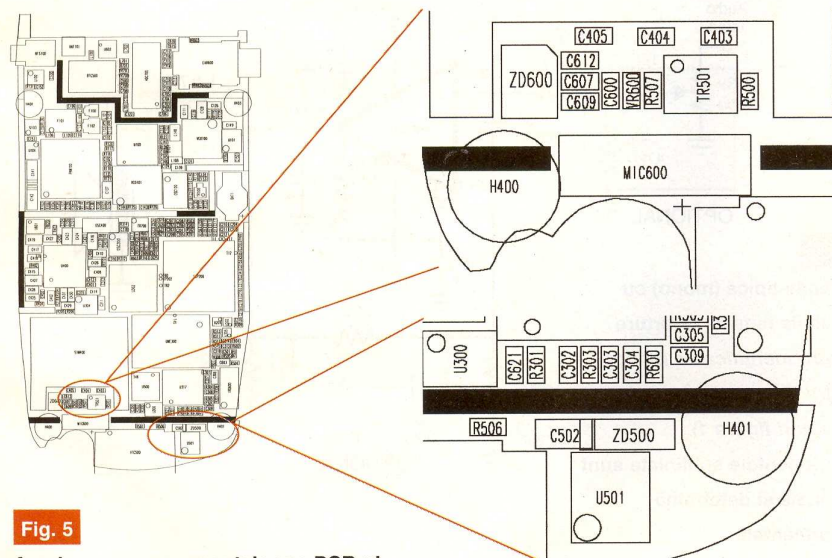


Fig. 5

Amplasarea componentelor pe PCB-ul telefonului Samsung E700 ("bottom"). Se remarcă componentele din figura 3.

comenzile de la interfața digitală) de încărcare a acumulatorului din Samsung E700. Se identifică rezistorul RPROG ca fiind R507 de 1,8kΩ (deci încărcare cu ceva mai mult de 500mA), funcția tranzistorului MOS din figura 2 este realizată de

TR501/b (jumătate din tranzistorul MOS dublu, TR501) comandat via tranzistorul digital TR500, prin comanda CHR\_ON.

Tensiunea bateriei se măsoară suplimentar pentru interfața digitală, prin divizorul rezistiv R505-R508. Bateria este conectată direct la pinul 3 (BAT) al U501.

Prezența încărcătorului conectat la mufa telefonului este semnalizată prin al doilea tranzistor MOS-FET din TR501, măsurând tensiunea la pinul 4 - Vcc - provenită de la încărcător (prin șuntul R506).

**Defect - Telefonul nu încarcă acumulatorul; pe display nu este semnalizată operația de încărcare**

Cițitorilor care au trecut direct la această secțiune le recomandăm din start, pentru înțelegerea defectului prezentat, parcurgerea textului de mai sus, cel puțin "printre rânduri".

Pe scurt, cauze posibile ale defectului sunt: întreruperea (defectarea) rezistorului R506, a grupului rezistiv R509-R512, defectarea tranzistorului TR500 (tip BCR100, cod de marcaj pe corpul capsulei WC sau WCs), întreruperea rezistorului

identifică pe fața "top" R509, R512, TR500, R510 și R511. Pe fața "bottom" sunt planțate celelalte componente din figura 3. Să amintim că pe fața din figura 4 este amplasată și folia pentru tastatură, cu marginea inferioară aproape de componentele amintite. Cu PCB-ul telefonului "în față" se va observa o trecere (via) localizată aproximativ în locul indicat pe figura 4, trecere care alimntează de la pinul încărcătorului,



V\_Ext\_Charge, prin R506 (nodul electric R506-C502-ZD500) componentele amintite, respectiv R510 și R509 (practic același nod electric al schemei comun cu pinul 4 de la U501!). Autorii au localizat ca fiind întreruptă această trecere în circuitul imprimat. Cauza: corodarea (practic se poate identifica agentul chimic coroziv, de culoare verde, la o inspecție cu lupa). Fiind aproape de mufa telefonului, la trecerea respectivă ajung ușor vapori de apă (ori alte substanțe) din exterior (acumulându-se și datorită faptului că este amplasată chiar la marginea foliei de tastatură).

Rezolvarea defectului descris este simplă: se reface "traseul" electric respectiv utilizând conductor foarte subțire și izolat (recuperat de la cablurile de hands-free de exemplu), lipit de la punctul de sudură R506-C502 (ZD500), de pe partea "bottom" la R509 pe partea "top".

Funcțional, ce se întâmplă? Colectorul tranzistorului TR500 nu mai este alimentat (trecerea fiind întreruptă), tranzistorul MOS TR501/b nu mai este polarizat în grilă - comandat, iar pinul PROG de la LTC4054-4.2 este flotant, deci oprește încărcarea (conform ultimului punct din descrierea funcțiilor circuitului LTC4054-4.2)! ♦



## Overture™ - High Performance Audio Power Amplifier Series (II)

# Amplificatoare audio de putere performante

Croif V. Constantin  
redactie@conexclub.ro

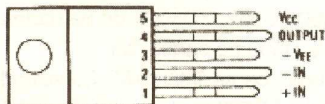
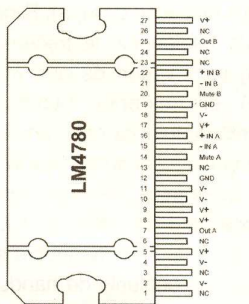
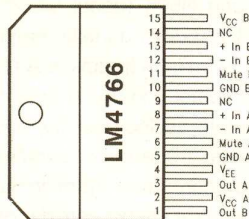
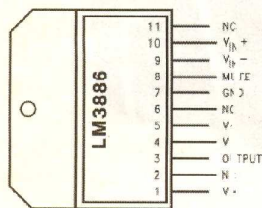


Fig. 1

Semnificația pinilor la capsulele circuitelor integrate din gama Overture (LM3886, LM4766 sau LM4780), respectiv LM1875

În numerele anterioare ale revistei Conex Club au fost prezentate, pe scurt, câteva circuite integrate amplificatoare audio de putere performante din seria Overture (LM3886,

integrate, prezentându-le într-un tabel comparativ și pe instrumentele de calcul pentru dezvoltarea unei aplicații, urmând ca în final să se însoțească acest episod și de un exemplu practic.

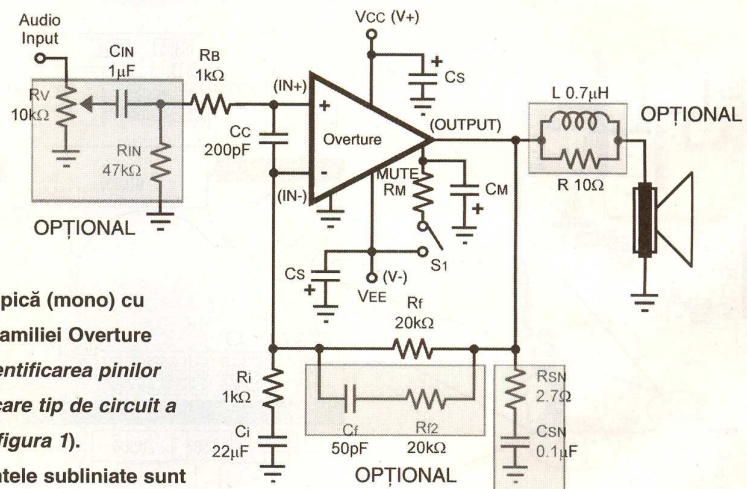


Fig. 2

Aplicație tipică (mono) cu circuitele familiei Overture (pentru identificarea pinilor pentru fiecare tip de circuit a se urmări figura 1). Componentele subliniate sunt opționale și determină performanțele amplificatorului construit.

LM4766 sau LM4780 în 5/2005), precum și o variantă înrudită cu acestea din punct de vedere al performanțelor electrice, LM1875 (în Conex Club 4/2005).

În acest episod al serialului (care se va întinde pe câteva numere din revistă și va conține și aplicații concrete) se va pune accentul pe caracteristicile acestor circuite

Cu ceva timp în urmă National Semiconductor a lansat o nouă gamă de circuite integrate audio de putere, de mare performanță, denumită generic familie (serie) Overture, pe care continuă să o dezvolte permanent. Această serie de circuite se caracterizează prin putere de ieșire de ordinul zecilor de Watt în mod continuu (sinus), redată pe sarcini de 4...8 Ω, cu distorsiuni armonice totale și

Parametru [Conditii]	Simbol [UM]	LM4780	LM4766	LM3886	LM3875	LM1875
Putere iesire nominala	Po (W)	60 + 60 (stereo)	40 +40 (stereo)	68	56	20
Anul lansarii		2004	2003	2002		
Serie Overture		DA	DA	DA	DA	NU
Protectie SPiKe		DA	DA	DA	DA	NU
Mute		DA	DA	DA	NU	NU
Capsula		TO-220 27 pini (Neizolat, radiator la V-)	TO-220 15 pini (Neizolat, varianta TF izolata)	TO-220 11 pini (Neizolat, radiator la V-) sau varianta TF izolata (plastic)	TO-220 11 pini (Neizolat, radiator la V-) sau varianta TF izolata (plastic)	TO-220 5 pini (radiator neizolat)
Puterea disipata (de capsula)	Pdiss (W)	125; 68 (la Po=30W)	62.5	125; 50 (cu radiator 1,3 grd.C/W)	125; 38 (cu radiator 1,5 grd.C/W)	32 (cu radiator 1 grd.C/W)
Rezistenta termica Jonctiune-Capsula, J-C	$\Theta_{JC}$ (grd.C/W)	0.8	1 (2 pentru capsula TF)	1	1	3
Rezistenta termica Jonctiune-mediul Ambient	$\Theta_{JA}$ (grd.C/W)	30	Nespecificat	43	43	73
Tensiune alimentare	V+  +  V-  (V)	20...84	18...60	20...84	20...84	60 (Max.)

Tabelul 1

## Parametrii circuitelor prezentate

zgomot (THD + N) foarte reduse în comparație cu alte circuite integrate amplificatoare audio, cu valori de ordinul 0,015...0,07%! În plus, oferă o dinamică ridicată, Slew Rate (SR) de ordinul unităților sau zecilor de V/μs (9V/μs la LM4766 sau 19V/μs la LM3886 sau 4780).

Mai trebuie subliniat că pe lângă protecțiile deja clasice ale amplificatoarelor integrate (protecții la supratensiune sau subtensiune, suprasarcini, scurtcircuite ale ieșirilor la bara de alimentare sau masă, supratemperatură a cipului, etc.), familia Overture oferă și un mod patentat de protecție termică la supratemperatură, respectiv la funcționarea în afara ariei sigure de funcționare din caracteristica de ieșire, cunoscută de specialiști și de studenți ca **SOA - Safe Operating Area**.

Această protecție a primit denumirea patentată de **SPiKe™** și informații suplimentare pot fi citite în nota de aplicații AN-898.pdf ce poate fi descărcată de la adresa [www.audio.national.com](http://www.audio.national.com). Toate circuitele dispun de MUTE.

În încheierea prezentării generale mai amintim faptul că seria Overture se prezintă în capsulă TO-220 cu număr diferit de pini, funcție de tipul circuitului. Desenele capsulelor respective și semnificația pinilor au fost prezentate în numerele anterioare ale revistei. Ele sunt redate în figura 1.

În numărul anterior au fost prezentate și câteva scheme de aplicație cu aceste circuite. Pentru a simplifica și mai mult descrierea și înțelegerea acestei familii de circuite vom oferi o schemă de aplicație ce se poate utiliza indiferent de varianta de circuit integrat utilizată (diferă doar amplasamentul pinilor la capsulă,

identificarea realizându-se pe figura 1). Se specifică că LM3886 (3875) sunt variante mono, iar LM4766 sau 4780 sunt stereo (conțin două amplificatoare în aceeași capsulă). Schema respectivă se prezintă în figura 2, iar unele componente sunt opționale:

- $R_{IN}$  și  $C_{IN}$  formează un pol la joasă frecvență; determină caracteristica de frecvență la joasă frecvență (bass); elimină componenta continuă la intrare și asigură ploarizarea intrării neinvertoare.  $R_{IN}$  asigură și impedanța de intrare în amplificator, valori uzuale fiind 10k...47kΩ;
- $R_{SN}$  și  $C_{SN}$  asigură stabilitatea la frecvențe ridicate, împiedicând oscila-

Fig. 3

Exemplu dintr-o porțiune a foii de calcul Overture\_Design\_Guide15.xls pentru LM4766

Enter Information Below			Calculations		Stereo Parts			Mono Parts				
Component names taken from data sheet figure 4 and External Description Table					LM1876	LM4765	LM4766	LM4700	LM4701	LM2876	LM3875	
Part Number: LM	4766	T/TF	$V_{peak}$ at Load =				25.30					
Vcc/Vee (+/-) =	30.00	Volts	$I_{peak}$ in Load =				3.16					
Abs. Max Voltage =	37.0	Volts	1% THD Output =				40.01					
Voltage Headroom =	7.0	Volts	Gain (Not for BTL) =	28.00	V/V	<b>Power Dissipation and Thermal Design</b> for all configurations with loads as listed in the power calculation.						
$R_L$ (load impedance) =	8.00	Ω	Gain (Not for BTL) =	28.94	dB							
$R_f$ (feedback) =	27.0	kΩ	Lower -3dB cutoff =	7.2	Hz							
$R_i$ =	1.0	kΩ	Input for 1% Output =	0.904	$V_{RMS}$							
$C_i$ =	22.0	μF	$R_M$ (Mute) =	30.0	kΩ	* $R_{SN}$ (Snubber) =		4.7	Ω	Maximum $P_D$ =	22.80	Watts
$R_B$ =	22.0	kΩ	* $R_{SN}$ (Snubber) =	0.1	μF	* $C_{SN}$ (Snubber) =		0.1	μF	Total $P_D/IC$ =	45.59	Watts
* $R_{in}$ =	22.0	kΩ	Input Impedance =	22.0	kΩ	Enter $T_{ambient}$ =		25.0	C			
* $C_{in}$ =	1.00	μF				Heat Sink Size ( $\Theta_{SA}$ in C/W)/IC						
*Optional Components			*Optional Components			T' Package =		1.74	C/W			

Tabelul 2

## Caracteristici electrice ale circuitelor din familia circuitelor Overture prezentate

Parametru [Conditii]		LM4780	LM4766	LM3886	LM3875	LM1875
Conditii pentru urmarirea caracteristicilor electrice date	Simbol [UM]	$IV+I=IV-I=35V$ , $RL=80\Omega$ , $Tamb.=25\text{grd.C.}$ , $Imute=-1mA$	$IV+I=IV-I=30V$ , $RL=80\Omega$ , $Tamb.=25\text{grd.C.}$ , $Imute=-0,5mA$	$IV+I=IV-I=28V$ , $RL=40\Omega$ , $Tamb.=25\text{grd.C.}$ , $Imute=-0,5mA$	$IV+I=IV-I=35V$ , $RL=80\Omega$ , $Tamb.=25\text{grd.C}$	$IV+I=IV-I=25V$ , $RL=80\Omega$ , $Tamb.=25\text{grd.C.}$ , $Av=20$ (26 dB), $fo=1KHz$
Putere iesire [pe $RL=80\Omega$ ]	$P_o$ (W)	<b>2x60</b> (50 Min.) [la THD + N = 0.5% max., f=1KHz, 20kHz]	<b>2x40</b> (30 Min.) [la THD+H=0,1% max., $IV+I=IV-I=30V$ , f=1kHz, f=20kHz], <b>30</b> pentru capsula TF	<b>38</b> (30 Min.) [la THD + N = 0.1%, f=1kHz la 20kHz]; <b>50</b> [la $IV+I=IV-I=35V$ ]	<b>56</b> [la THD + N = 0.1%, f=1kHz la 20kHz ]	<b>20</b> [la $IV+I=IV-I=30V$ ]
Putere iesire [pe $RL=60\Omega$ ]	$P_o$ (W)	<b>2x55</b> (50 Min.) [la THD + N = 0.5%, f=1kHz, 20kHz, $IV+I=IV-I=30V$ ]	Nespecificat	Nespecificat	Nespecificat	Nespecificat
Putere iesire [pe $RL=40\Omega$ ]	$P_o$ (W)	<b>2x55</b> (50 Min.) [la THD + N = 0.5%, f=1kHz, 20kHz, $IV+I=IV-I=25V$ ]	Nespecificat	<b>68</b> (60 Min.) [la THD + N = 0.1%, f=1kHz la 20kHz, $IV+I=IV-I=28V$ ]	Nespecificat	<b>30</b> [la $IV+I=IV-I=30V$ ] ; <b>20</b> [la $IV+I=IV-I=25V$ ]
Putere instantanee de varf	Peak $P_o$ (W)	Nespecificat	Nespecificat	135	100	Nespecificat
Distorsiuni armonice totale + Zgomot [RL=80Ω]	THD + N (%)	<b>0.03</b> [la $P_{out}=30W$ , f=20Hz...20kHz, $Av=26dB$ ]	<b>0,06</b> [la $P_{out}=30W$ , f=20Hz...20kHz, $Av=26dB$ ]	<b>0.03</b> [la $P_{out}=40W$ , f=20Hz...20kHz, $Av=26dB$ ]	<b>0.06</b> [la $P_{out}=40W$ , f=20Hz...20kHz, $Av=26dB$ ]	<b>0.015... 0.05</b> (0.4 Max.) [la $P_{out}=20W$ , f=20Hz...20kHz]
Distorsiuni armonice totale + Zgomot [RL=60Ω]	THD + N (%)	<b>0.07</b> [la $P_{out}=30W$ , f=20Hz...20kHz, $Av=26dB$ ]	Nespecificat	Nespecificat	Nespecificat	Nespecificat
Distorsiuni armonice totale + Zgomot [RL=40Ω]	THD + N (%)	<b>0.05</b> [la $P_{out}=30W$ , f=20Hz...20kHz, $Av=26dB$ ]	Nespecificat	<b>0.03</b> [la $P_{out}=40W$ , f=20Hz...20kHz, $Av=26dB$ ]	Nespecificat	<b>0.022... 0.07</b> (0.6 Max.) [la $P_{out}=20W$ , f=20Hz...20kHz]
Dinamica [Slew Rate]	SR (V/μs)	<b>19</b> (8 Min.) [ la $V_{in}=2Vv-v$ , Trise=2ns]	<b>9</b> (5 Min.) [la $V_{in}=1,2V_{rms}$ , Trise=2ns]	<b>19</b> (8 Min.) [ la $V_{in}=2Vv-v$ , Trise=2ns]	<b>11</b> (5 Min., 16 Max.) [la $V_{in}=1.414 V_{rms}$ , f=10kHz, test cu unda dreptunghiulara, $RL=2k\Omega$ ]	<b>8</b> [la $P_o=20W$ , $RL=80\Omega$ , $BW=70kHz$ ]
Offset Intraire [ $V_{cm}=0V$ , $I_o=0mA$ ]	$V_{os}$ (mV)	1 (10 Max.)	1...10V max.	1 (10 Max.)	1 (10 Max.)	1 (15 Max.)
Curentul limitat la iesire (de varf)	$I_{opeak}$ (A)	11.5 (7 Min.) [la $IV+I=IV-I=20V$ , ton=10ms]	3...4 [la $IV+I=IV-I=10V$ , ton=10ms]	11.5 (7 Min.) [la $IV+I=IV-I=20V$ , ton=10ms, $V_o=0V$ ]	6 (4 Min.) [la $IV+I=IV-I=10V$ , ton=10ms, $V_o=0V$ ]	4 (3 Min.) [la $V_{out}=V_{alimentare}$ 10V]
Diferenta tensiune int-ies. (Output Dropout Voltage) [la $I_o=+100mA$ ]	$V_{od}$ (V)	1.6 (2 Max.) [la $IV+I=IV-I=28V$ ]	4 (1.5 Min.) [la $IV+I=IV-I=20V$ ]	1.6 (2 Max.) [la $IV+I=IV-I=28V$ ]	1.6 (5 Max.) [la $IV+I=IV-I=20V$ ]	Nespecificat
Rejectia riplului sursei de alimentare negative	PSRR+ (dB)	120 (85 Min.)	85...120	120 (85 Min.)	120 (85 Min.)	95 (52 Min.)
Rejectia riplului sursei de alimentare pozitive	PSRR- (dB)	105 (85 Min.)	85...110	105 (85 Min.)	120 (85 Min.)	83 (52 Min.)
Rejectia de mod comun a riplului [la $V+=60$ la 20V, $V=-20$ la -60V, $V_{cm}=20$ la -20V, $I_o=0$ ]	CMRR	110 (85 Min)	75...110	110 (85 Min)	120 (80 Min)	Nespecificat
Castigul in bucla deschisa	Avo (dB)	115	80...115	115	120 (90 Min.)	90
Zgomot intrare (Input Noise la $R_{in}=600\Omega$ )	eIN (μV)	2.0 (10.0 Max.)	2 (8 Max.)	2.0 (10.0 Max.)	2.0 (10.0 Max.)	3.0 [CCIR standard test]
Raportul Semnal/Zgomot [la $P_o=1W$ , 1KHz, $R_s=250\Omega$ ]	SNR (dB)	97	98	92.5	98	Nespecificat
Distorsiuni de intermodulatie [la f=60Hz, 7kHz, 1:1 (SMPTE)]	IMD (%)	0.009	Nespecificat	0.009	0.006	Nespecificat

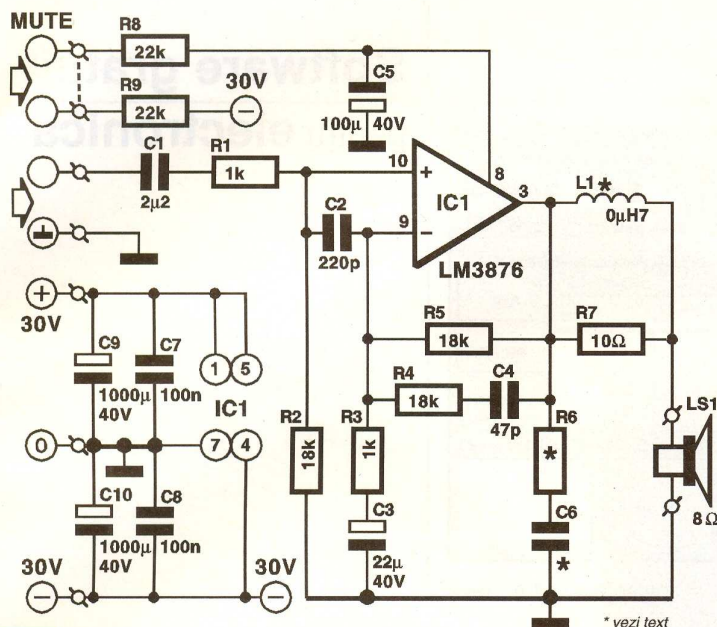
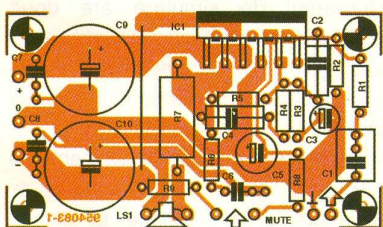
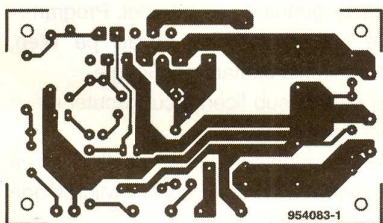


Fig. 4

Exemplu de amplificator cu LM3886 sau LM3876

țiile; creează un pol la frecvență ridicată ( $R_{SN}$  se alege de putere 1W);

- $R_{12}$  și  $C_1$  formează un filtru trece-jos pentru frecvențele înalte, reducând câștigul în



curent alternativ la frecvențe ridicate,

- $L$  și  $R$  asigură o impedanță ridicată la frecvențe înalte. Fizic,  $L$  se realizează pe corpul lui  $R$  (de putere 1...2W).

Valorile recomandate sunt cele prezentate în schemă. Prin  $R_M$  se realizează funcția de MUTE, consumul fiind de cca. 0,5mA la tensiunea  $V_{EE}$  (de alimentare), de unde rezultă valoarea  $R_M$ .  $R_1$  determină câștigul în curent alternativ împreună cu  $R_f$ , iar  $C_1$  asigură câștigul unitar în curent continuu.

Pentru varianta stereo se utilizează două circuite integrate (pentru capsulele care nu au două circuite incluse).

Alimentarea se face de la sursă dublă de tensiune. Circuitele permit și alimentare de la o singură sursă de tensiune (asupra acestui aspect se va reveni).

Fig. 5

Cablajul imprimat și amplasarea componentelor amplificatorului cu LM3886 (LM3876)

Circuitele integrate Overture permit configurații punte sau se pot conecta în paralel pentru mărirea puterii debitată pe sarcină. Amănunte în episoadele viitoare.

O comparație între componentele acestei game se face în tabelele 1 și 2. S-a inclus în acest tabel și LM1875, deși el nu este inclus de producător în seria Overture, dar prezintă caracteristici similare. Vom aminti pe scurt doar, urmând să revenim în viitor, de LM4651 și 4652, driver și respectiv, final MOS-FET pentru amplificator audio în clasa D de 170W! Și acestea sunt parte a familiei Overture.

LM3886 poate asigura o putere în regim continuu de max. 68W, pe o sarcină de 4Ω, LM3875 de 56W pe 8Ω, LM4766 în varianta stereo de 2 x 40W pe 8Ω, iar LM4780 de 2 x 60W pe 8Ω sau 2 x 55W pe 6 sau 4Ω. Toate aceste valori sunt date pe întreaga gamă de frecvențe audio și la THD+N de 0,1%. La unele variante se va

acorda atenție capsulei TF (sufix TF în denumirea circuitului), izolată electric, care disipă mai puțină putere!

Puteri debitate pe sarcini de 4, 6 sau 8Ω și alte performanțe electrice sunt date în amănunt în tabele.

Circuitele prezintă o bună rejectie a riplului tensiunii de alimentare (PSRR).

National Semiconductor vine în sprijinul inginerilor și tehnicienilor proiectanți și oferă o foaie de calcul în Excel pentru determinarea valorilor componentelor unei scheme tipice ca în figura 1. Astfel, operația de proiectare este cu mult ușurată. Sunt disponibile gratuit la [www.audio.national.com](http://www.audio.national.com), două versiuni (13 și 15) pentru circuite Overture de tipuri diferite. În figura 3 se prezintă o parte dintr-o astfel de fișă de calcul, cu exemplu pentru LM4766. Autorul fișelor este Troy Huebner. Denumirea unei fișe se identifică cu numele, de exemplu:

*Overture\_Design\_Guide15.xls* (pentru versiunea 15).

## Aplicație

### Amplificator cu LM3876 (3886)

Aplicația pe care o prezentăm este preluată de pe Internet, site-ul *YuElectro* și a fost publicată și în revista germană *Elektor*. Se poate utiliza atât LM3886, cât și LM3876.  $L1$  are 13 spire cu diametrul de 1mm, bobinate direct pe  $R7$  (de putere 2...5W)  $R6$  și  $C6$  nu sunt necesare în această aplicație, altfel valorile se determină cu ajutorul foii de calcul din figura 3 (se poate utiliza 2,7Ω și 0,1μF).

Condensatorul  $C1$  este recomandat a fi nepolarizat. ♦

- Folii PnP  
PENTRU FABRICAREA RAPIDA  
A CABLAJELOR PROTOTIP

**Elk Connect Int'l**

in max.  
30 min.

Press n' Peel

- SERVICII DE proiectare  
și consultanță

[www.elkconnect.ro](http://www.elkconnect.ro)

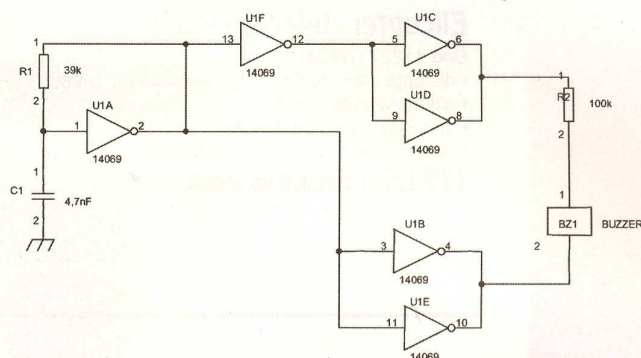
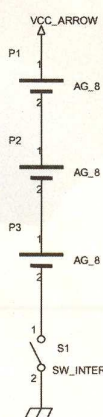
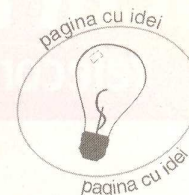
TEL.: 0722-462817, TEL/FAX: 021-2426466,  
E-MAIL: OFFICE@ELKCONNECT.RO







## Contra țânțarilor!

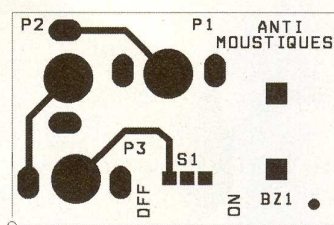


Schema electrică

Împotriva insectelor nedorite, respectiv a țânțarilor, se poate acționa și pe cale electronică. Montajul prezentat este un oscilator pe o frecvență ultrasonică care îndepărtează insectele de locul producerii sunetului.

Doritorii pot aborda construcția montajului în tehnologie SMT, cablajele fiind prezentate alăturat. Alimentarea se face de la trei baterii de 1,5V miniatură (model LR55, din cele pentru ceas, notate pe schemă și cablaj cu P1...P3). Se utilizează un buzzer - traductor piezo.

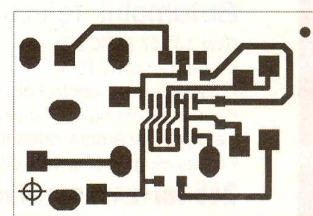
O idee este montarea întrerupătorului S1 (care poate fi și un contact Reed) la fereastră; S1 trebuie să fie închis când fereastra este deschisă. ◆



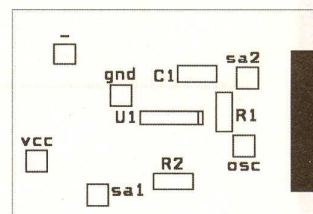
45.6 mm

Cablaj "bottom"

30 mm



Cablaj "top"



Cablaj amplasare componente

Editor: S. C. Conex Electronic S.R.L., J40/8557/1991

Director: Constantin Mihalache

Responsabil vânzări: Simona Enache ([vinzari@conexelectronic.ro](mailto:vinzari@conexelectronic.ro))

Abonamente: Simona Enache ([vinzari@conexelectronic.ro](mailto:vinzari@conexelectronic.ro))

### COLECTIVUL DE REDACȚIE

Redactor șef onorific: Ilie Mihăescu

Redactor coordonator: Croif Valentin Constantin ([redactie@conexclub.ro](mailto:redactie@conexclub.ro))

Consultant științific: Norocel Dragoș Codreanu ([norocel\\_codreanu@yahoo.com](mailto:norocel_codreanu@yahoo.com))

Redactori: George Pintilie ([george.pintilie@conexelectronic.ro](mailto:george.pintilie@conexelectronic.ro)), Lucian Bercian ([lucian.bercian@conexelectronic.ro](mailto:lucian.bercian@conexelectronic.ro)),

Cristian Georgescu ([proiectare@conexelectronic.ro](mailto:proiectare@conexelectronic.ro))

Colaboratori: Ștefan Laurențiu ([stefan\\_l\\_2003@yahoo.com](mailto:stefan_l_2003@yahoo.com)), Vasile Surducan ([vasile@130.itim-cj.ro](mailto:vasile@130.itim-cj.ro)),

Sandu Doru ([comraex@yahoo.com](mailto:comraex@yahoo.com)), Gheorghe Revenco

Tehnoredactare și prezentare grafică: Claudia Sandu ([claudia@conexelectronic.ro](mailto:claudia@conexelectronic.ro))

Adresa redacției: 023725, Str. Maica Domnului nr. 43, sector 2, București, România - Tel.: 021-242.22.06, 021-242.77.66

Fax: 021-242.09.79

[www.conexelectronic.ro](http://www.conexelectronic.ro)

ISSN: 1454-7708

Tipar: MEGApress (adresa: Bd. Metalurgiei nr. 32-44, sector 4, București

Tel.: (+40-21) 461.08.10; 461.08.08; Fax: (+40-21) 461.08.09, 461.08.19

# Jucării telecomandate

## Elicopter telecomandat

Cod 11227 (TRC1)

- distanță max. control din telecomandă: 100m;
- altitudine max.: 15m;
- acumulatorii nu sunt incluși;
- dimensiuni: 400 x 365 x 110mm.

**179 lei (1.790.000 lei vechi)**



## Automobil telecomandat

Cod 14947 (TRC2B)

- model - scara 10:1;
- distanță max. control din telecomandă: 80m;
- acumulatorii nu sunt incluși;
- adaptor încărcare rețea inclus;
- dimensiuni: 447 x 188 x 135mm.

**245 lei (2.450.000 lei vechi)**



## Autovehicul pe pernă de aer

Cod 14896 (TRC5)

- distanță max. control din telecomandă: 25m;
- autonomie: 7...13 minute;
- acumulatorii nu sunt incluși;
- dimensiuni: 330 x 270 x 180mm.

**189 lei (1.890.000 lei vechi)**

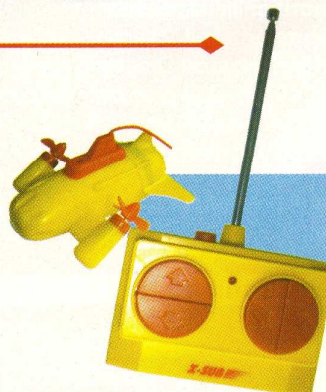


## Minisubmarin telecomandat

Cod 14895 (TRC3)

- distanță max. control din telecomandă: 3m;
- comenzi: înainte, înapoi, dreapta, stânga;
- bile din metal pentru imersie;
- dimensiuni: 735 x 610 x 375mm.

**69 lei (690.000 lei vechi)**



Se livrează numai la comandă. Opțional: piese de schimb.

# Jucării telecomandate

## Minibarcă telecomandată

Cod 10812 (TRCB3D)

- viteză max. de croazieră: 10km/h;
- culoare: orange;
- control din telecomandă (alimentare la 9V, baterie inclusă);
- alimentare din acumulatori NiCd 1 x 7,2V/300mA (inclus);
- lungime: 280mm.

**159 lei (1.590.000 lei vechi)**



## Barcă telecomandată

Cod 10818 (TRCB4)

- model semiprofesional, viteză de croazieră max. 15km/h;
- motor răcit cu apă;
- control din telecomandă pe frecvența de 27MHz;
- acumulatorii nu sunt incluși;
- lungime: 760mm.

**499 lei (4.990.000 lei vechi)**



## Barcă telecomandată

Cod 10823 (TRCB5)

- model semiprofesional, viteză de croazieră max. 15km/h;
- 3 motoare răcite cu apă;
- controler viteză;
- control din telecomandă pe frecvența de 27MHz;
- acumulatorii nu sunt incluși;
- lungime: 1,15m.

**899 lei (8.990.000 lei vechi)**



vellenman



Set  
**microscop**  
didactic



Cod 13607

**239 lei**

2.390.000 lei vechi

**Date tehnice:**

- microscop lentilă optică, 100x/600x/1200x;
- corp metal;
- telescop 8x/microscop 30x;
- câmp vizualizare: 75...100m, obiectiv 30mm;
- accesorii diverse: card ID, 12 etichete, 12 gemulețe, amplificator 3x și 7x, cutie cu 4 compartimente, șurubelniță, spatulă, pensete, etc.;
- masă: 1250g;
- dimensiuni (HxDxW): 480 x 360 x 142mm;
- manual de utilizare: inclus.

Info: [www.velleman.be](http://www.velleman.be), cod căutare: micros1

**prin**  **conex**  
**electronic**

Str. Maica Domnului nr. 48  
sector 2, București 023725  
Tel.: 242.22.06, 242.77.66  
Fax: 242.09.79, 242.18.38



velleman