

ELEKTUUR

HALFGELEIDERGIDS 2003

Nr. 477/478
JULI/AUGUSTUS 2003
(NL) € 11,45
(B) € 12,05

www.elektuur.nl

MSC1210- EXPERIMENTEERBORD

pC met hoge
meetresolutie



DUBBELDIK ZOMER- NUMMER 2003



MEER DAN
100 SCHAKELINGEN
IDEEËN EN TIPS

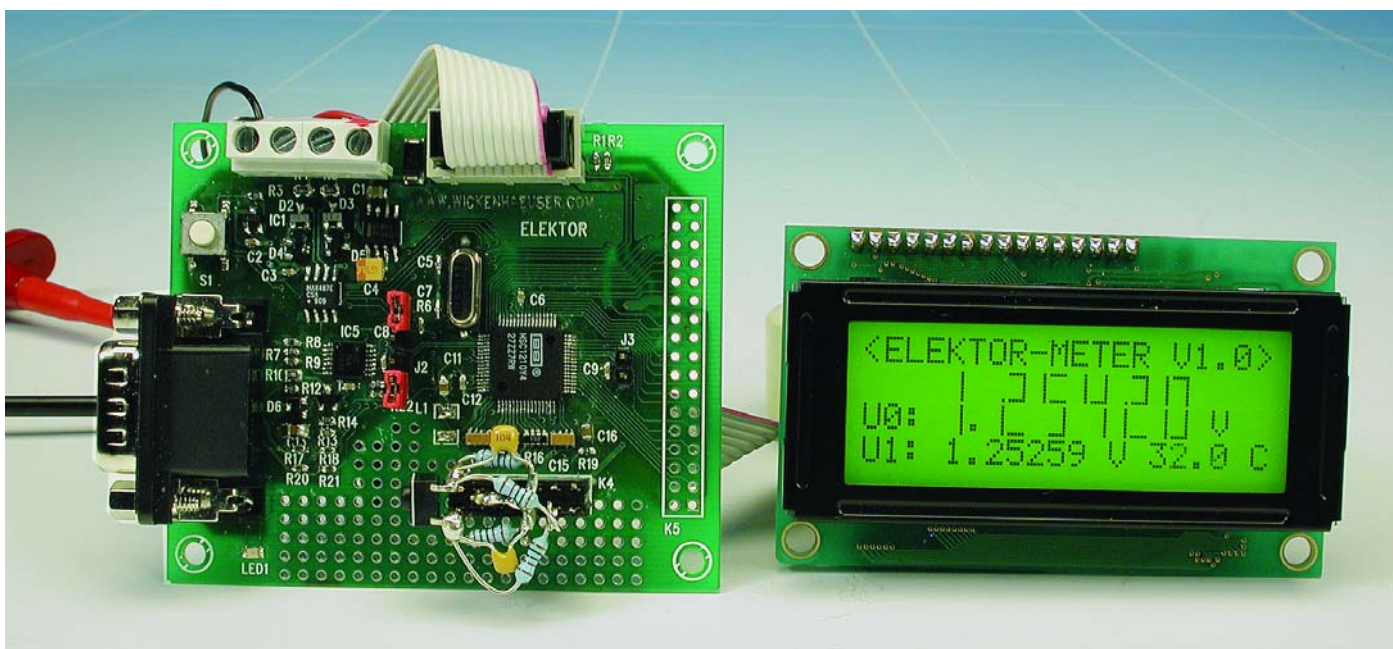


MSC1210- experimenteerbord

Nauwkeurig meetapparaat en ontwikkelplatform

Jürgen Wickenhäuser

In dit artikel presenteren we een microcontroller-bord met de MSC1210 van Texas Instruments. Als eerst applicatie wordt bovendien een compact en zeer nauwkeurig meetapparaat met dit bord beschreven. Dankzij de ultramoderne microcontroller kan deze schakeling voor vrijwel alle denkbare metingen geprogrammeerd worden.



Er bestaan veel 8051-compatibele CPU-chips met analoge I/O-interfaces. Ook in de nieuwe MSC-familie van Texas Instruments (TI) wordt gebruik gemaakt van een 8051-kern. De MCS1210 is een chip die bijzonder geschikt is voor toepassing op het hier voorgestelde bord. Het gaat hier om een klein

controller-bordje dat op de achterkant van een LCD-module gemonteerd kan worden. Daarmee kan een zeer nauwkeurig, digitaal meetinstrument worden opgebouwd met een display van maar liefst 5 $\frac{1}{2}$ digits en acht analoge ingangen. De

auteur heeft dit bord dan ook al de bijnaam 'Elektuur-meter' gegeven. Op het printje bevinden zich naast de controller slechts enkele SMD-componenten.

De Elektuur-meter bestaat niet alleen uit hardware. Er is tevens een

complete software-ontwikkelomgeving beschikbaar, waarmee het systeem geprogrammeerd kan worden in ANSI-C. Er zijn ook veel software-libraries beschikbaar. Daardoor kan dit systeem worden ingezet als een universeel ontwikkelplatform voor hardware en software van systemen op basis van de MSC1210. De libraries, waarvan ook de broncode beschikbaar is, maken het mogelijk om alle voorzieningen van de MCS1210 aan te sturen, maar ook om floating-point-berekeningen uit te voeren.

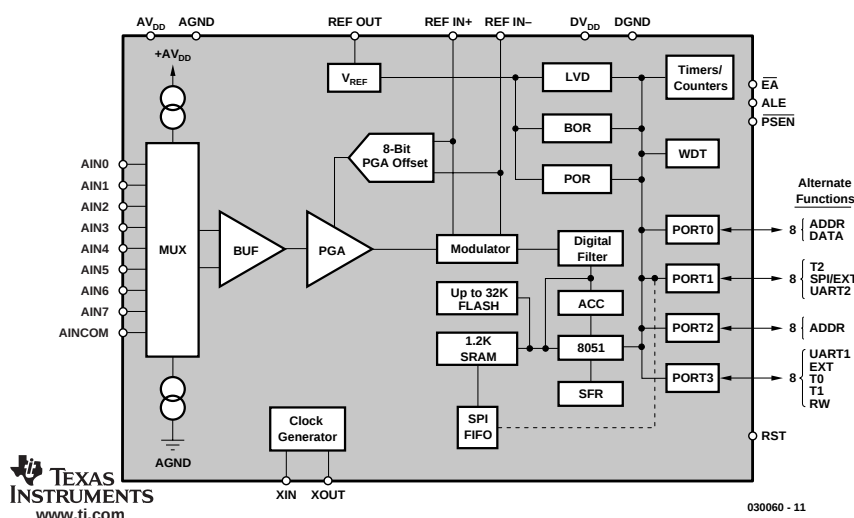
Een nieuwe familie van microcontrollers

Figuur 1 toont een blokschema van de MCS1210. Dit eerste lid van de familie bestaat uit een 24-bits A/D-omzetter met acht ingangen, een referentiespanningsbron met een extreem kleine temperatuurdrikt en een high-speed 8051-kern. Daarnaast zijn er nog vele extra's, zoals een tweede UART en extra RAM-geheugen. De CPU zelf heeft 4...32 kByte flash-geheugen voor code en data, en een bootstrap-loader. Voor een compleet ontwikkel-systeem zijn naast de controller alleen nog enkele SMD-componenten nodig. Er zijn geen speciale voorzieningen nodig om het systeem van software te voorzien. Er hoeven alleen twee jumpers geplaatst te worden, daarna kan het systeem volledig via de RS232-poort bediend en geprogrammeerd worden.

Als het programma eenmaal klaar is, kunnen de jumpers verwijderd worden. Het programma zit dan veilig in het geheugen van de controller en daar blijft het ook (volgens TI) minstens 100 jaar bewaard, tenzij het opzettelijk gewist wordt.

De MSC1210 en zijn periferie

Om te beginnen concentreren we ons op de hardware die is weergegeven in **figuur 2**. Het hart van de schakeling is de MSC1210 die gevoed wordt door twee spanningsregelaars. IC2 voedt het digitale gedeelte en IC6 het analoge. Deze scheiding van de voedingspanningen is absoluut noodzakelijk om van de grote nauwkeurigheid



Figuur 1: Het inwendige van de MSC1210 met de verschillende functiegroepen.

Technische gegevens van de MSC121X-familie

CPU	8051-compatibele 4 cycle high speed core
Clock	max. 33 MHz.
Voeding	2,7...5,25 V
Geheugen	4...32 KB flash, 1,2 KB RAM
Programmering	in-circuit en in-application (de CPU kan zichzelf programmeren)
Beveiliging	watchdog, interne brownout-detectie
Digitale I/O	Twee UART's
Analoge I/O:	
A/D-omzeters	8 differentiële kanalen met een resolutie van 24 bits
Referentie	0, 1,250 of 2,500 V ($\pm 0,2\%$, drift 5 ppm/K)
Familieleden:	
MSC1210	Basismodel
MSC1211	4 kanalen, 16-bits A/D-omzetter, multi-master I ² C
MSC1212	4 kanalen, 16-bits A/D-omzetter

gebruik te kunnen maken. Ook goed geplaatste ontkoppelcondensatoren en een groot koperoppervlak dat met de massa is verbonden, spelen hierbij een belangrijke rol.

De CPU werkt op een clockfrequentie van 11,0592 MHz. Daardoor is de snelheid bijna twee keer zo groot als die van een normale 8051 (de exacte snelheid is mede afhankelijk van de te verwerken instructies, omdat de timing van dit systeem anders is dan bij een normale 8051). Als de maximale clockfrequentie van 33 MHz gebruikt wordt, dan is de processor (volgens TI) even snel als een normale 8051 op 82,5 MHz!

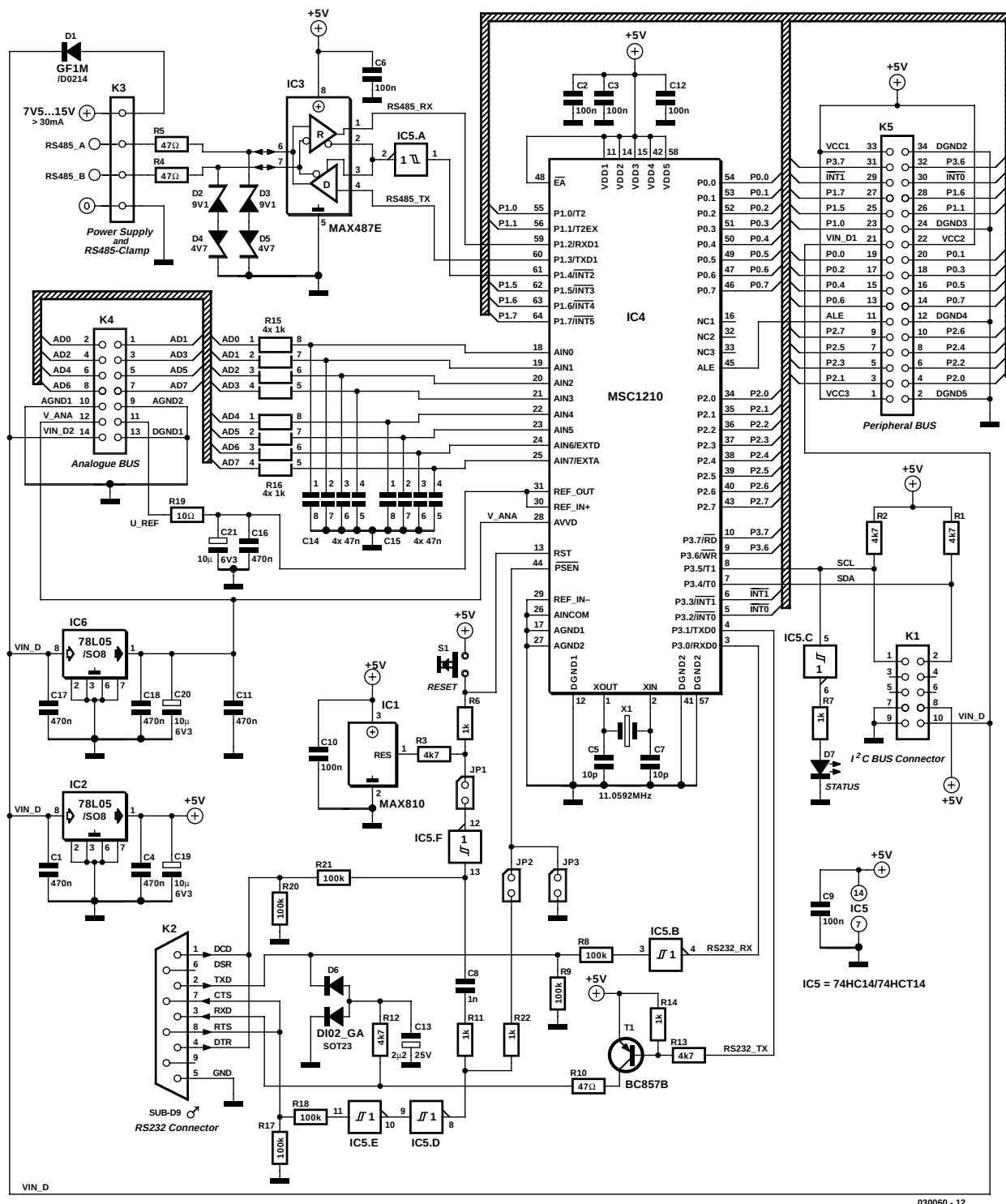
Alle analoge ingangen zijn enigszins beschermd door middel van RC-filters. Ook de referentiespanning van de MSC1210 wordt via een weer-

stand (R19) geleid. De referentiespanning mag maximaal 8 mA stroom leveren. Bij zeer nauwkeurige metingen moet wel rekening gehouden worden met de spanningsval over R19.

De referentiespanning kan digitaal bestuurd worden. Meer daarover bij de beschrijving van de software.

De RS232-poort van de schakeling ziet er op het eerste gezicht wat ongewoon uit. Deze poort haalt zijn negatieve voedingsspanning uit de RS232-verbinding zelf, dus van de PC waarop hij wordt aangesloten (met behulp van T1 en IC5b).

De bootstrap-loader heeft twee hulpsignalen nodig, die door IC5d...f gemaakt worden. Deze signalen zijn alleen actief als de jumpers J1 en J2 geplaatst zijn. Via J1 kan de PC de MSC1210 resetten en via J2 wordt na een reset de boot-mode ingeschakeld. De laatste vrije poort in het IC (IC5d) wordt gebruikt om



Figuur 2: Schema van de Elektuur-meter.

een LED aan te sturen.

De tweede seriële poort van de MCS1210 stuurt een RS485-driver aan. Met een RS485-poort kunnen netwerken met 32...256 aansluitingen opgebouwd worden. Het maximale aantal is afhankelijk van het gebruikte type voor IC3. Zo'n netwerk mag kilometers lang zijn! Vandaar dat de beide RS485-lijnen beveiligd zijn tegen overspanningen. Deze over-

spanningsbeveiliging is gedimensioneerd voor spanningen zoals die kunnen optreden bij gebruik in een gebouw. In een volgend artikel zal een praktische toepassing van de RS485-poort beschreven worden. Tenslotte beschikt de schakeling nog over een I²C-poort. Deze kan alleen als master op de I²C-bus functione-

ren, omdat de software daarvoor ingericht is.

Op de analoge bus K4 zijn diverse analoge signalen beschikbaar. De print biedt voldoende ruimte om kleine uitbreidingen toe te voegen. Alle bussignalen van de CPU zijn beschikbaar op connector K5. Daar kan bijvoorbeeld extra geheugen of

een Ethernet-interface op aangesloten worden. Op die manier kan het meetapparaat e-mail versturen of de meetdata toegankelijk maken via een Internet-browser. Let goed op de aansluitingen VIN_D1 en VIN_D2 op K4 en K5. Dit zijn de voedingslijnen van de schakeling. De controller mag in geen geval een voedingsspanning van meer dan 5 V of onder 0 V krijgen!

Een blik op de software

Wie de datasheet van de MSC1210 heeft bekeken, heeft misschien de hoop om zelf software te ontwikkelen al opgegeven. De processor heeft zoveel mogelijkheden dat de datasheet de omvang van een boek heeft en de inhoud is ook geen lichte kost. Daarom stellen we drivers beschikbaar voor de belangrijkste functies van de MCS1210, compleet met broncode.

Een interessant en begrijpelijk hulpmiddel is Craig Steiner's Users Manual. Dit Engelstalige boek telt 360 pagina's. Steiner is bij veel 8051-gebruikers wel bekend van zijn website www.8052.com. Alle benodigde drivers, downloaders en compilers zijn te downloaden van [www.wic-](http://www.wic-kenhaeuser.com)

[kenhaeuser.com](http://www.wic-kenhaeuser.com). De uC/51-compiler wordt door TI officieel erkend als zogenaamd third party product. Het volstaat om de demoversie van deze compiler te installeren. Door de krachtige optimiser is de beperking tot 8 Kbyte code van deze compiler zelfs voor tamelijk grote projecten met floating-point-berekeningen voldoende.

Een mogelijk alternatief is het programmeren van de MSC in BASIC. Een link naar een aangepaste versie van de bekende AH52-BASIC van Robin Kucera is te vinden bij de MSC-nieuwsgroep-download. Er is ook een gratis downloader van dezelfde auteur, die te gebruiken is als een goed alternatief voor de originele downloader van TI. Bovendien bevat deze downloader ook nog een HEX-editor.

Er zijn voor de uC/51-compiler ook interessante uitbreidingen in ontwikkeling, zoals bijvoorbeeld een flash-debugger waarmee C-programma's in EPROM- of flash-geheugen kunnen worden gedebugged met de broncode in beeld; deze debugger kan ook als downloader gebruikt worden. Misschien is de debugger al beschikbaar op de homepage van de auteur, als deze

Halfgeleidergids in de winkels ligt!

De broncode voor de Elektuur-meter is beschikbaar in de directory SRC\MSC1210\ELMET van de uC/51-compiler.

Voor eigen projecten zijn slechts twee functies nodig:

```
init_msc1210();
```

Deze functie initialiseert alle belangrijke onderdelen van de controller: De seriële RS232-poort op 9600 baud, de watchdog en de periferie.

```
adval_dif(uchar mux, uchar kali):
```

Hiermee kan de A/D-omzetter aangesproken worden. De variabele *mux* dient om twee ingangskanalen te selecteren, beide gecodeerd als 4-bits getal. De waarden 0...7 selecteren de ingangskanalen AD0...AD7, 8 selecteert AGND en de waarde 15 verwijst naar de interne temperatuursensor. De overige waarden hebben geen betekenis. Het getal 0x34 zou dus het verschil tussen de ingangen AD3 en AD4 opleveren. Als de parameter *kali* ongelijk aan 0 is, voert de MSC1210 een zelfcalibratie uit. Dat duurt weliswaar iets langer, maar het is wel aan te bevelen na een reset of als de parameters veranderd zijn (temperatuur, voorversterker e.d.).

De genoemde temperatuursensor is een extra feature van deze controller. Om van het getal dat deze levert tot een temperatuur te komen, moet gebruik gemaakt worden van een formule uit het User's Manual. Overigens is deze formule ook geïmplementeerd in een van de demo's.

Daarnaast kan gebruik gemaakt worden van het ADCON0-register van de MSC1210. Hiermee kan de referentiespanning gekozen worden. Deze is instelbaar op 1,250 en 2,500 V. Ook de buffer van de A/D-omzetter kan hiermee geactiveerd worden. Het gebruik van deze buffer is zeker aan te bevelen. Met de laagste drie bits van dit register kan het spanningsvenster van de omzetter ingesteld worden. Het bereik loopt van referentiespanning/1 tot referentiespanning/128. De constanten die voor deze verschillende instellingen gebruikt kunnen worden, worden gedefinieerd in het bestand ELMET.H. Met een waarde:

```
ADCON0 = EVREF|EBUF|VREFH|GAIN_1
```

wordt de referentiespanning ingesteld op 2,500 V, de buffer geactiveerd en het venster ingesteld op 2,500 V. Na de initialisatie van ADCON0 moet even gewacht worden (iets meer dan 100 ms) voordat het meten kan beginnen.

De functie *adval_dif()* levert een ruwe

Links

www.ti.com/msc MSC-homepage van TI met algemene informatie over de MSC-familie en recente datasheets

www.wickenhaeuser.com uC/51 ANSI-compiler

<http://groups.yahoo.com/group/TI-MSC> MSC-nieuwsgroep met veel te downloaden bestanden

www.lightplanet.com/TI-MSC MSC-nieuwsgroep-download met onder meer actuele CD-images van de ontwikkelkits, datasheets, AH52-BASIC

www.8052.com Craig Steiner's 8052-forum (auteur van het MSC User's Manual)

www.sys.cz/msc1210 Robin Kucera's MSC-pagina met MSC-downloader

Hard- en software

Bij dit project komt bijna geen eigen soldeerwerk te pas. Het solderen van de MSC1210 is met een pen-afstand van 0,5 mm vrijwel niet te doen. De Elektuur-meter zal daarom alleen als voorgebouwde module aangeboden worden. Op dit moment zijn de details over de bestelwijze en de verkrijgbare uitvoeringen nog niet bekend. Raadpleeg daarvoor de Elektuur-website www.elektuur.nl voor de laatste stand van zaken.

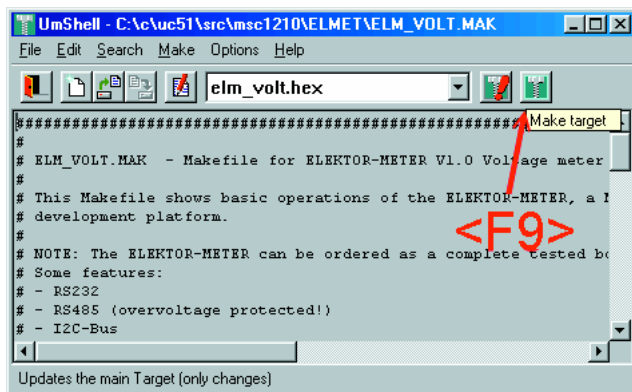
Wie absoluut niet wil wachten, kan de volledige software (de ontwikkelomgeving, maar ook Gerber/CAM-bestanden van de dubbelzijdige, doorgemetalliseerde print) in elk geval al downloaden.

Updates zullen beschikbaar zijn via de website van de auteur.

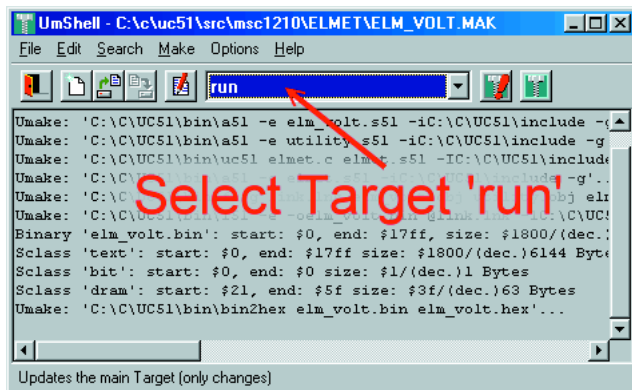
waarde tussen 0xFF800000 en 0x007FFFFF. Dit waardenbereik komt overeen met het ingestelde venster van de A/D-omzetter (als 32-bits integer). De exacte spanning aan de ingang kan als volgt berekend worden (bij een venster van 2,500 V komt 1 bit overeen met een spanningsverschil van 298,023 nV):

$$\text{Spanning} = \text{Ruwe_waarde} \cdot 298,023 \cdot 10^{-9} \cdot U_{\text{REF}} / 2,500$$

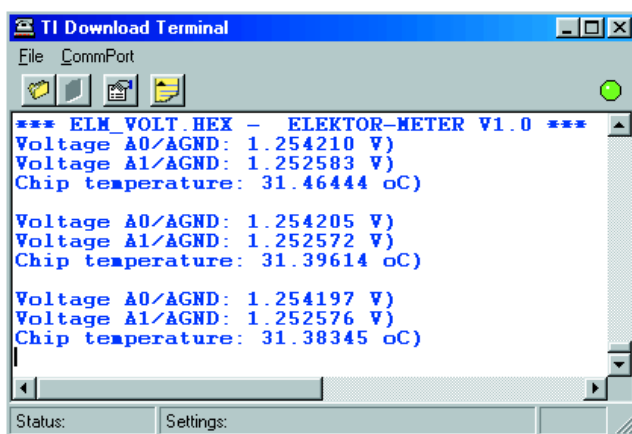
waarbij U_{REF} gelijk is aan 2,500 V $\pm$ 0,2%



Figuur 3: UmShell met ELM_VOLT.HEX.



Figuur 4: UmShell met het target RUN.



Figuur 5: Weergave van meetwaarden in de ELM_VOLT-demo.

(de referentiespanning heeft een onnauwkeurigheid van 0,2%). In het meegeleverde demonstratieprogramma ELMET.C wordt deze berekening gedaan voor twee analoge ingangen en wordt daarnaast de chip-temperatuur berekend.

De kaart is ook te gebruiken zonder het op de titelfoto afgebeelde LC-display. In dat geval kan de gemeten waarde worden uitgelezen met behulp van een terminalprogramma op de PC. Plaats daartoe de jumpers J1 en J2, sluit de schakeling aan op een voedingspanning van 7,5...15 V en verbind de RS232-poort met de COM1-aansluiting van de PC. Voor deze seriële verbinding moet een zogenaamde nulmodem-kabel gebruikt worden met aan beide kanten een female 9-polige sub-D-connector. Start nu eerst het programma *UmShell* van de uC/51-compiler. Vanuit dit programma kan het bestand *ELM_VOLT.MAK* geopend worden. Druk dan op F9 (zie **figuur 3**). De compiler stelt nu het programma samen in een vorm die voor de MSC1210 geschikt is en slaat het resultaat op in *ELM_VOLT.HEX*. Dan

moet in de combo box als target *run* gekozen worden (zie **figuur 4**). Als nu opnieuw op F9 wordt gedrukt, wordt het bestand *ELM_VOLT.HEX* overgestuurd naar de MSC1210 op de print en er wordt een terminalvenster geopend, waarin de spanningen op de analoge ingangen AD0 en AD1 ten opzichte van AGND kunnen worden afgelezen (zie **figuur 5**). Als de jumpers nu verwijderd worden, zal de schakeling dit programma na elke reset uitvoeren. De broncode in het bestand *ELM_VOLT.C* kan naar behoefte worden aangepast. Daartoe moet in *UmShell* omgeschakeld worden tussen de targets en op F9 worden gedrukt om de uitvoering te starten. Een leuke demo is *MSC 1210 ADC-Demo*, die gedownload kan worden van de nieuwsgroepspagina's bij TI. Met dit programma zijn vrijwel alle instellingen van de A/D-converters aan te passen (zie **figuur 6**). Het programma wordt automatisch gedownload naar het bord als de *MSC 1210 ADC-Demo* wordt gestart. Let er op dat voor onze schakeling de buffer geactiveerd moet worden.

(030060-1)

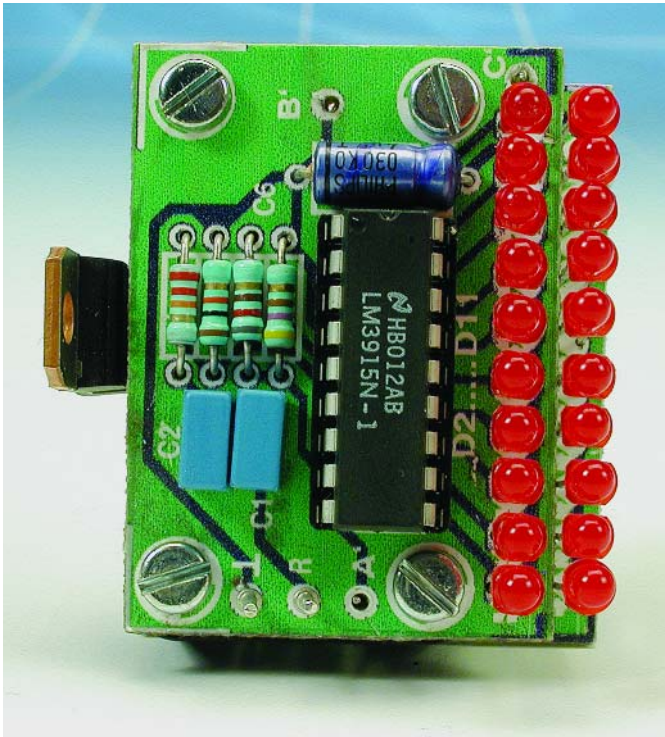
In de volgende artikelen zullen nog meer projecten met de MSC1210-kaart beschreven worden, zoals een nauwkeurige weegschaal met rekstrookjes, een zeer flexibel LC-display voor de I²C-bus en een systeem voor dataoverdracht over grote afstanden via de RS485-poort.



Figuur 6: ADC-Demo voor de MSC1210 van Texas Instruments.

Autoluidspreker-VU-meter

001

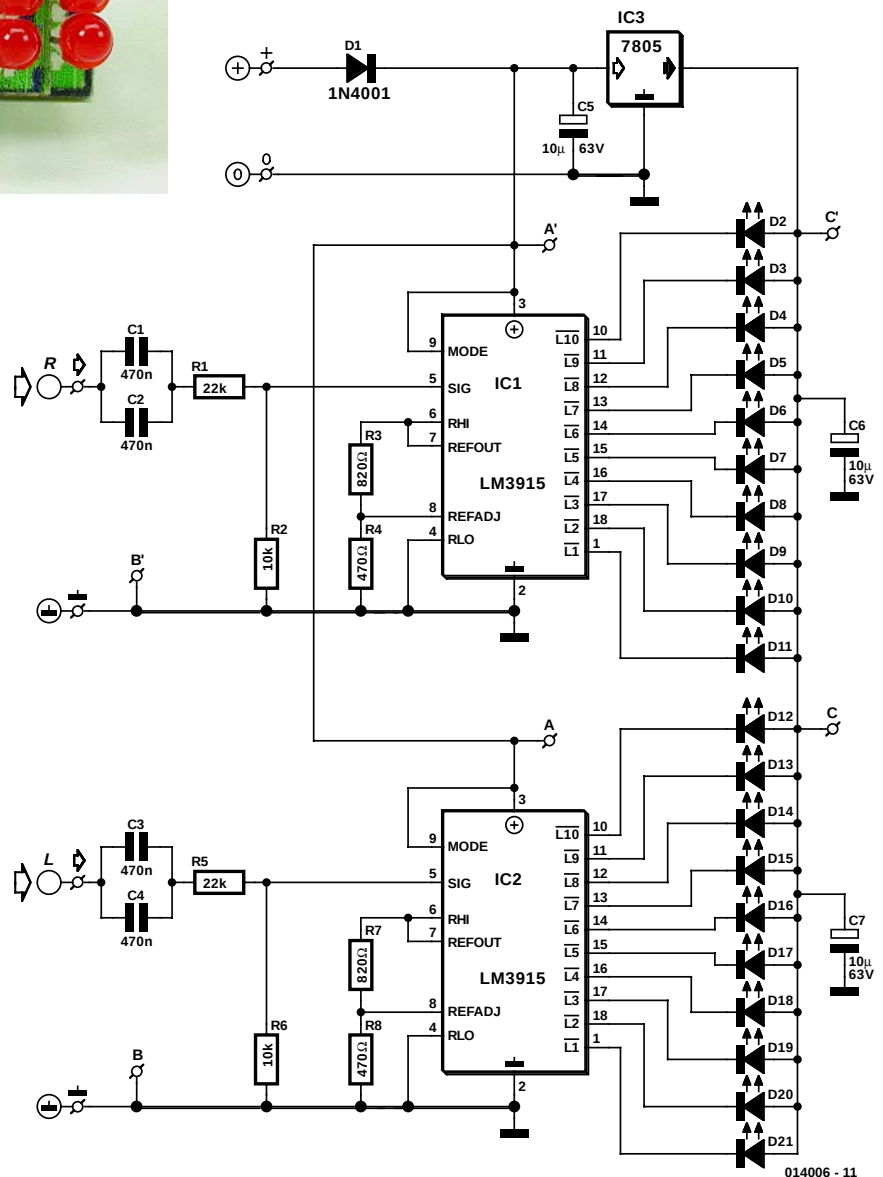


R. Lalić

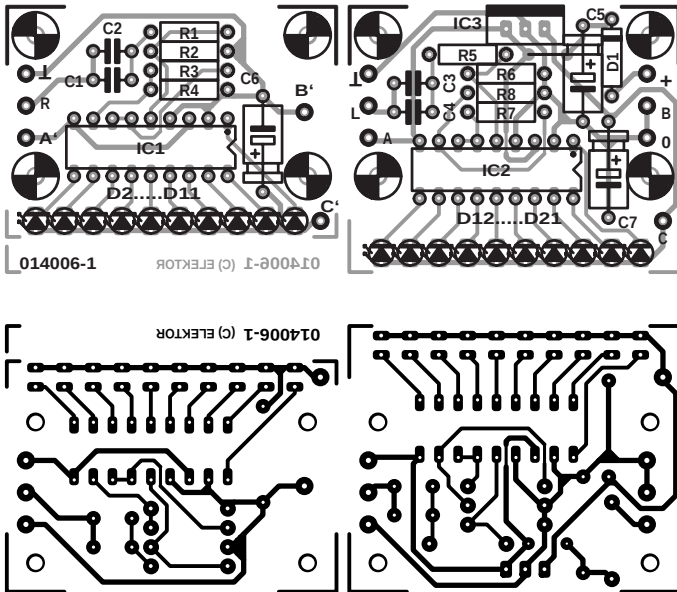
De hier voorgestelde schakeling meet de spanning op de luidsprekers van de autoradio. De gemeten waarde wordt weergegeven op een LED-balk, wat een visueel aantrekkelijk effect oplevert. De schakeling is gedimensioneerd voor het meest voorkomende spanningsbereik, maar kan gemakkelijk worden aangepast. De benodigde 12-V-voedingsspanning is in elke auto aanwezig. Deze meter kan worden aangesloten op een klassieke eindtrap met uitgangselco, maar ook op een brugversterker. Hoewel voor dit laatste type de verhouding tussen de gemeten spanning en het afgegeven vermogen anders is dan bij de gewone eindtrap (deze levert een twee maal zo grote spanning en dus het viervoudige vermogen), hoeft hiervoor de schakeling niet te worden aangepast. Om het gemeten vermogen (W) correct te kunnen weergeven is het dus nodig om te weten welk type eindtrap wordt gebruikt. Dit is gemakkelijk te bepalen. Als op de luidsprekeruitgangen geen DC-spanning ten opzichte van massa wordt gemeten, dan is er sprake van een eindtrap met uitgangselco. Wordt op beide aansluitdraden van de luidspreker

een gelijkspanning van 6 V gemeten, dan gaat het om een brugversterker.

De hier gebruikte LM3915N is in Elektuur-schakelingen al zo vaak gebruikt en beschreven dat een gedetailleerde beschrijving van dit IC hier achterwege kan blijven. In deze schakeling worden twee LM3915N's geconfigureerd als LED-bar-graph (pen 9 wordt verbonden met pen 3). Hetingangssignaal R wordt via netwerk C1/C2/R1/R2 toegevoerd aan pen 5 van IC1. Alleen de positieve helft van het ingangssignaal wordt gebruikt. In het IC wordt het signaal eerst gebufferd en vervolgens aan een reeks comparators aangeboden. De andere ingangen van de comparators zijn elk verbonden met een knooppunt van een laddernetwerk. Het hoogste punt van deze ladder (pen 6 van het IC) is hier verbonden met de interne referentiespanning (pen 7). De onderkant van de ladder (pen 4) ligt in deze schakeling aan GND. De stroom die door de LED's zal



014006 - 11



Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1, R5 = 22 k
R2, R6 = 10 k
R3, R7 = 820 Ω
R4, R8 = 470 Ω

Condensatoren:

C1...C4 = 470 n, steek 5 mm
C5, C6, C7 = 10 μ/63V radiaal

Halfgeleiders:

D1 = 1N4001

D2...D21 = LED 3 mm of rechthoekige LED
IC1, IC2 = LM3915N-1 (National Semiconductor)
IC3 = 7805, TO220-behuizing

Diversen:

Koelprofiel voor IC3 (10 K/W)

Print-layout is ook beschikbaar op www.elektuur.nl

vloeien, is het tienvoudige van de stroom die wordt onttrokken aan de referentiespanningsbron (1,25 V tussen pen 7 en pen 8). Deze stroom wordt bepaald door de waarde van R3. Weerstand R4 zorgt er voor dat de referentiespanning op het laddernetwerk wordt verhoogd tot 2,0 V. Omdat deze waarde betrekkelijk laag is, kunnen ook versterkers worden aangesloten met weinig vermogen.

Bij een groot ingangssignaal zullen alle comparators omslaan, waardoor alle LED's oplichten. Zolang deingangsspanning beneden de drempelspanning van de onderste LED blijft (89,3 mV of -27 dB onder het hoogste niveau), zijn alle LED's uit. Doordat de LED's in deze schakeling worden gevoed met slechts 5 V, blijft de dissipatie van het IC binnen aanvaardbare grenzen. Diode D1 dient als beveiliging tegen het per ongeluk ompolen van de voedingsspanning.

De schakeling kan ook worden gebruikt in dot-mode. In plaats van een reeks oplichtende LED's zal dan alleen een enkele LED het piekniveau weergeven. Dit kan eenvoudig worden bereikt door pen 9 van het IC open te laten.

Met de hier gebruikte waarde voor R1 komt het meetbereik overeen met een vermogen van 10 W in 4 Ω (eindtrap met uitgangselco) en 40 W in 4 Ω (brug-eindtrap). Elke LED staat voor 3 dB signaalverandering, dus een halvering of verdubbeling van het vermogen. Bij gebruik van eindtrappen met een ander vermogen hoeft alleen de waarde van R1 te worden aangepast. De waarde van R1 kan worden berekend met:

$$R1 = [R2 \times \sqrt{(P_O \times Z_L) / (k \times V_{RefOut})}] - R2$$

Hierin is:

P_O = piek-uitgangsvermogen

Z_L = luidsprekerimpedantie

$k = 1$ voor een enkelvoudige eindtrap met uitgangselco

$k = 2$ voor een brug-eindtrap

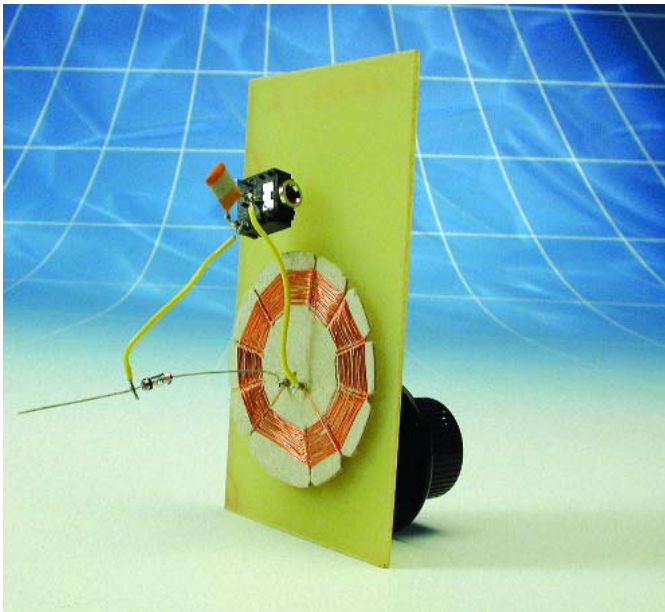
$V_{RefOut} = 2,0 \text{ V}$

Voor deze schakeling is een compacte print ontworpen. Als de print in twee delen wordt geknipt of gezaagd, kan hiermee een sandwich-constructie worden gemaakt. Met stijf draad kunnen de printen dan onderling worden doorverbonden (A-A', B-B', en C-C'). Voor de koeling van IC3 volstaat een klein koelprofiel van 10 K/W. Voor de LED's worden bij voorkeur rechthoekige typen gebruikt. Ook kunnen gewone 3-mm-LED's worden toegepast. In sommige gevallen moet dan van de LED's de zijkant wat worden afgevlijnd, om het geheel goed te laten passen.

Het aansluiten van deze VU-meter zal geen problemen opleveren. De audio-ingangen van de meter worden aangesloten op de autoradio-uitgangen voor de linker en rechter luidspreker. De draden van de voeding worden verbonden met de voedingsdraden van de autoradio. Bij een voedingsspanning van 14,4 V zal de opgenomen stroom 22 mA in rust en 171 mA bij volle uitsturing bedragen.

Radiokaart

002



Günther Stabe

Tegenwoordig kijken we al niet meer op van een wenskaart die een melodie voortbrengt. Hiervoor is, naast een hypermoderne microcontroller met melodiegeheugen, ook een in de wenskaart geïntegreerd batterijtje nodig. En juist dat laatste is waar onze voorvaders hun tijd al ver vooruit waren. Al rond 1926 is een platte afstembare radio-ontvanger met vergelijkbare afmetingen geproduceerd. Deze ontvanger had echter helemaal geen batterij nodig!

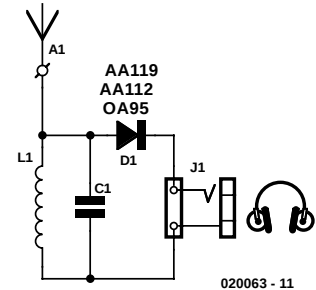
Een dergelijke eenvoudige schakeling is natuurlijk ook met moderne middelen te realiseren. Om de schakeling zo compact mogelijk te maken wordt afgezien van een zenderafstemming. De meeste beluisteraars van de middengolf hebben al een sterke voorkeur voor een specifieke zender. Verdere behoeften zijn een hoofdtelefoon met hoge impedantie (1...2 k Ω) en een goede antenne in de vorm van een lange draad. De schakeling (zie schema) bestaat uit niets meer dan een spoel, een condensator en een diode. De spoel en de condensator vormen een op de gewenste zender afgestemde kring. De diode zorgt voor de demodulatie en de bedradingscapaciteit van de hoofd-

telefoon vormt de afvlakcondensator. Voor de spoel wordt een cirkelvormig stuk stevig karton gebruikt met een doorsnede van enkele centimeters. Deze kartonschijf wordt voorzien van een oneven aantal inkepingen. Vervolgens wordt het koperlakdraad (0,15...0,2 mm) netjes zigzag door de inkepingen gevlochten.

Een dergelijke spoel heeft bij 40 windingen een zelfinductie van ca. 80 μ H. Het uiterlijk van de spoel doet denken aan de bodem van een nostalgische rieten mand.

Deze ontvanger wordt afgestemd op de gewenste frequentie door het kiezen van een specifieke waarde van de condensator. Omdat de aangesloten antenne ook enige invloed heeft op de resonantiefrequentie, is deze waarde niet eenvoudig uit te rekenen. Wie beschikt over een draaicondensator (500...1000 pF) kan deze eerst aansluiten en afstemmen op de gewenste zender. Vervolgens moet de ingestelde waarde van de condensator worden geschat, waarna de draaicondensator kan worden vervangen door een vaste condensator.

De germaniumdiode (AA119, AA112, OA95, ooit eenvoudig aangeduid met DUG) kan nu direct op de spoel worden aangesloten en met lijm worden gefixeerd. Als 'behuizing' kan een boventallig geworden creditcard (klanten-, bonus- of puntenkaart die tegenwoordig in overstelpende mate worden aangeboden) worden gebruikt. De plastic kaart fungeert hier, net als een printplaat, als versteviging. Met behulp van 4-mm-holnieten kunnen de aansluitklemmen worden gerealiseerd. Een extra kaart kan eventueel als deksel dienen. Na een laatste test kan het geheel worden samengelijmd en klaar is de radiokaart. Hiervan mag geen high-end ontvangst worden verwacht. Maar, de eenvoud van deze passieve schakeling in aanmerking genomen, zijn de geleverde prestaties nog altijd indrukwekkend!



DelphiX

003

DirectX voor Delphi

Het is bijna niet voor te stellen dat het nog maar luttele jaren geleden is dat het spel 'Wolfenstein' op de markt kwam en de hele PC-spelletjeswereld op zijn kop zette, omdat dit spel een 3D-wereld destijds realistisch weergaf. Dit soort 3D-weergaves waren tot die tijd immers uitsluitend voorbehouden aan zeer dure CAD-programma's. Na dit spel kwamen er steeds meer spellen op de markt, die een 3D-wereld presenteerden waar je als speler vrijelijk doorheen kunt wandelen (alleen gehinderd door diverse monsters, soldaten, aliens, enz., die het op je gemunt hebben). Met de komst van Windows en de migratie van dit soort spellen naar Windows heeft Microsoft het belang van dit soort applicaties ingezien. Het was tijd voor een nieuwe API, waardoor het besturingssysteem het weergeven van een 3D-wereld voor zijn rekening nam, aangezien het rechtstreeks aansturen van hardware door applicaties onder Windows niet echt wenselijk is. Deze nieuwe API werd DirectX genoemd en is een ingewikkeld stukje interface-techniek. Naderhand werd de API uitgebreid met diverse andere functies voor de spellen-industrie. Zo zijn er tegenwoordig in DirectX interfaces om de joystick (inclusief force-feedback), keyboard en andere invoer-apparatuur te gebruiken, alsmede een netwerkinterface die is toegesneden op het gebruik in spellen, geluidsinterface en nog veel meer.

Alhoewel deze API primair bedoeld is voor spelletjes, is hij ook bruikbaar in 'normale' programma's. Het is mogelijk om bijvoorbeeld de netwerk-interface te gebruiken voor andere doel-



einden en natuurlijk ziet het er professioneel uit als een of meerdere 3D-objecten het uiterlijk van uw programma verfraaien. Maar bovenal: het is leuk en leerzaam om met DirectX bezig te zijn.

De Japanse programmeur Hiroyuki Hori is kennelijk eens diep in de DirectX-materie gedoken, met als resultaat een pakket met Delphi-componenten die het programmeren van DirectX-applicaties makkelijker maakt. Het installeren van deze componenten gebeurt via een installatie-programmaatje. Na de installatie is er bij de componenten een tabblad met de naam 'DelphiX' bijgekomen (**figuur 1**).

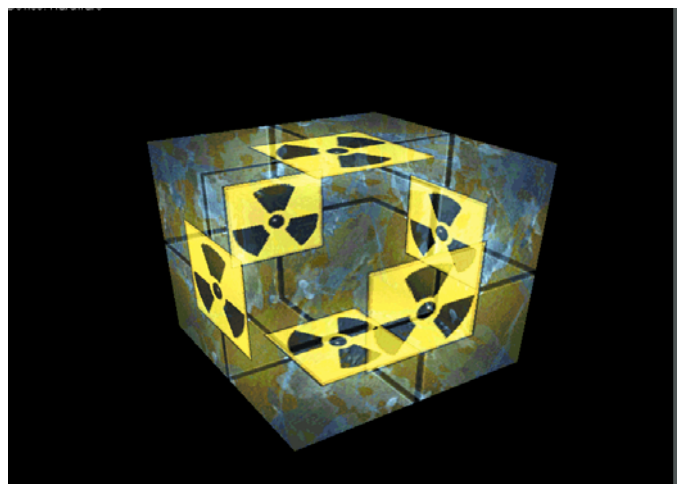
Het is raadzaam om de vele bijgeleverde voorbeelden eens te bekijken om te zien wat er allemaal mogelijk is met deze nieuwe componenten. De voorbeelden variëren van simpele applicaties (waardoor het makkelijker is om de verschillende functies van DelphiX te bestuderen) tot en met heel mooie grafische effecten. In **figuur 2** zijn ter illustratie twee screen-dumps van de voorbeelden Samples/d3drm/AlphaBlending en Samples/d3dim/Texture afgebeeld.

Het bestand is te downloaden vanaf www.yks.ne.jp/~hori/DelphiX-e.html. Het is raadzaam om de drie tools van deze pagina ook te downloaden. Deze zijn handig bij het converteren van grafische plaatjes en audio naar een bestand dat voor DirectX geschikt is.

(034031)



2



Ventilatorregeling met twee onderdelen

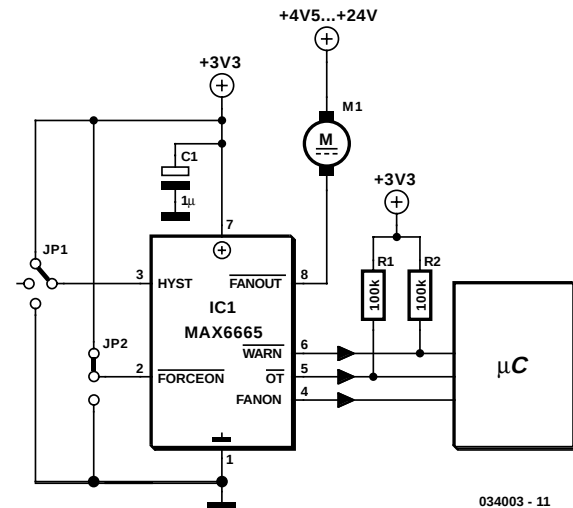
004

Gregor Kleine

De MAX6665 van Maxim (www.maxim-ic.com) verzorgt de complete temperatuuraafhankelijke regeling van een ventilator. Dit IC is geschikt voor ventilatoren tot +24 V bij 250 mA. Het IC is door de fabrikant vast ingesteld en verkrijgbaar met drempeltemperaturen tussen +40 °C (MAX6665 ASA 40) en +70 °C (MAX6665 ASA 70). Via de ingang HYST kan de gebruiker zelf de hysteresis programmeren. De ingang kan hiervoor met +3,3 V of met massa verbonden worden, óf open gelaten worden. In onderstaande tabel zijn de instelbare hysteresiswaarden op een rij gezet:

De rest van de aansluitingen van dit IC in SO8-behuizing zijn ingang FORCEON en de control-uitgangen $\overline{\text{WARN}}$, $\overline{\text{OT}}$ en FANON. Met $\overline{\text{FORCEON}}$ kan de ventilator voor testdoeleinden ook ingeschakeld worden bij temperaturen onder de drempelwaarde. Open-drain-uitgang $\overline{\text{WARN}}$ wordt laag als de temperatuur meer dan 15 °C boven de drempeltemperatuur ligt. Open-drain-uitgang $\overline{\text{OT}}$ geeft aan

HYST	Hysteresis
open	1 °C
massa	4 °C
+3,3 V	8 °C



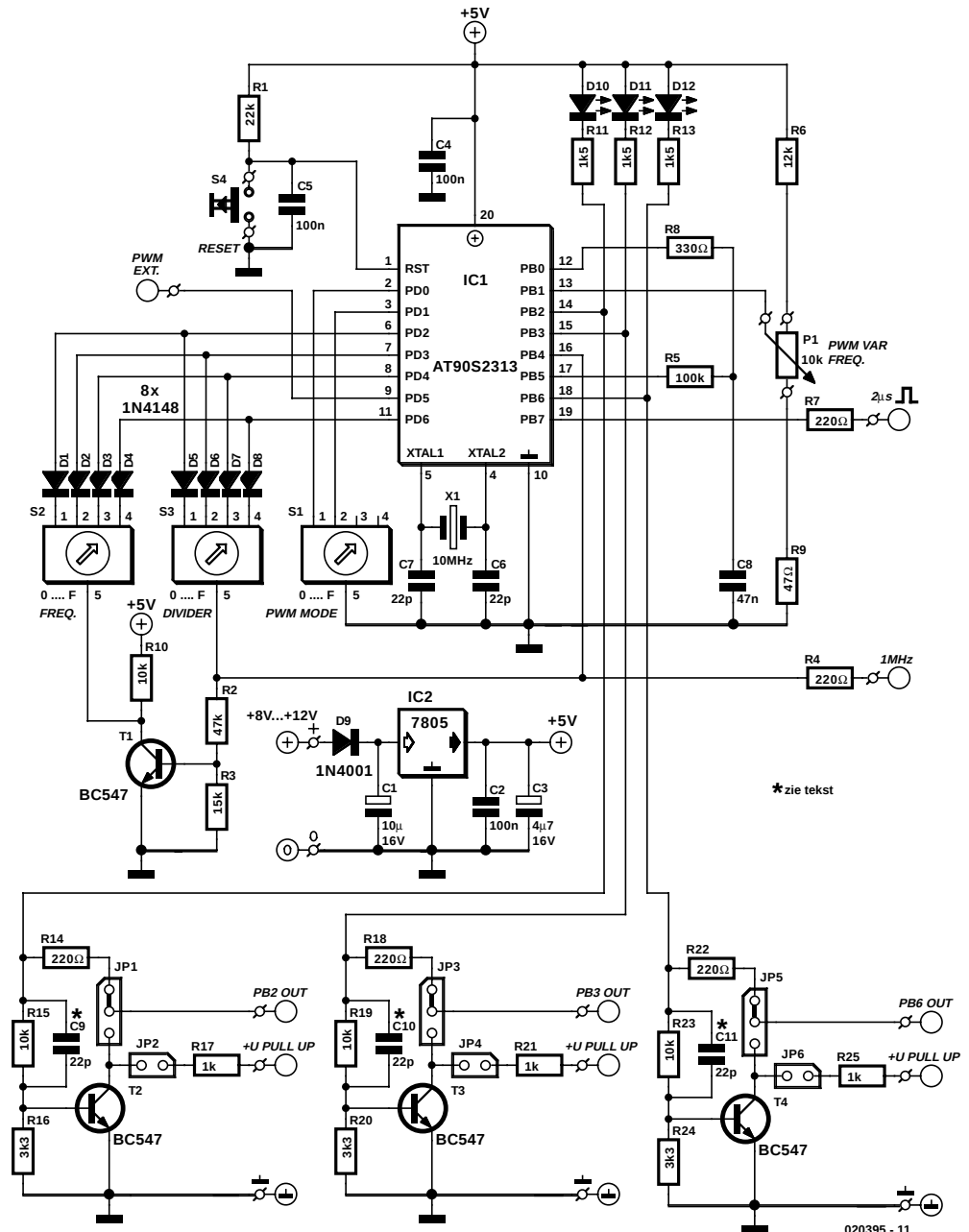
dat de temperatuur meer dan 30 °C te hoog is. Push-pull-uitgang FANON is bedoeld om een aangesloten microcontroller te melden dat de ventilator ingeschakeld is.

Universele klokgenerator

005

Reinhard Zenzinger

Deze universele klokgenerator is met een AT90S2313 microprocessor van Atmel gerealiseerd, waardoor er maar weinig externe componenten nodig zijn. Dit ontwerp biedt een groot scala aan mogelijkheden in het laboratorium, in het bijzonder bij puls- en tijdschakelingen. Er zijn ongeveer 100 referentiefrequenties met 'kwartsprecisie' beschikbaar, er kunnen dimmerschakelingen mee gebouwd worden, diverse digitale pulsvormen gegenereerd worden voor simulatiedoeleinden, willekeurige frequenties kunnen worden gegenereerd en nog veel meer. De bediening en het instellen zijn gemakkelijk en overzichtelijk. Zoals te zien is in het schema, zijn alle aansluitingen van de controller in gebruik. De I/O-pennen PD2...PD4, PD6 en PB4 hebben een dubbele functie. Bij microcontrollers kan dat als daar in het programma rekening mee wordt gehouden. Hier worden twee BCD-schakelaars via dezelfde ingangen uitgelezen. Via PB4 en inverter T1 wordt omgeschakeld, diodes D1...D8 zorgen voor de ont koppeling. PB4 is ook de uitgang voor het 1-MHz-kloksignaal. Normaal gesproken is deze 1-MHz-uitgang niet actief. Pas als naar de overeenkomstige 1-MHz-mode wordt geschakeld, wordt de controller in een lus gezet waarin andere functies toch niet gebruikt worden. De uitgangen PB2, PB3 en PB6 zijn ieder met een transistortrap uitgerust, die met een jumper op een specifieke toepassing aangepast kan worden. De uitgang van de controller kan naar keuze direct of geïnverteerd via een transistor naar buiten worden gevoerd. Met een andere jumper kan een pull-up-weerstand worden bijgeschakeld, die rekening houdend met de maximale waarden voor de transistor aan een willekeurige externe spanning gelegd kan worden. Zoals de schakeling hier gedimensioneerd is, is het geheel voor korte tijd kortsluitvast. In de praktijk zal het ongetwijfeld voorkomen dat componen-



ten aangepast moeten worden. Ook kan, indien nodig, een extra aanpassingsschakeling worden toegevoegd. Condensatoren C9...C11 zijn alleen nodig als extreem steile flanken nodig zijn. De condensator versnelt het in- en uitschakelen van de transistor.

De frequentie respectievelijk de pulsbreedteverhouding wordt via PB0, PB1, PB5 ingesteld. De controller meet de laadtijd van condensator C8 tot een waarde van 2,2 V op PB1 is bereikt. In dit gebied wordt de condensator nog redelijk lineair geladen. De maximale waarde is met R6, de minimale met R9 af te regelen. Voor een goede referentie bij langere tijden dient C8 het liefst een styroflex-type te zijn. De ingangen van de controller

zijn van interne pull-up-weerstanden voorzien.
Een overzicht van de gebruikte I/O-lijnen:

PB0, PB1, PB5

Analoge bewerking van de meetwaarde met eenvoudig RC-netwerk. De comparator in de controller schakelt als de spanning op PB0 de waarde op PB1 overschrijdt. Het sturen van het laden en ontladen van de condensator gaat via PB5.

PB2, PB6

Klokkrequentie op tegenovergestelde uitgangen, kan tijdens bedrijf worden omgeschakeld. Er zijn ongeveer 100 vaste frequenties en zes variabele bereiken instelbaar. De uitgangen kunnen direct, gebufferd, met open collector of geïnverteerd worden gebruikt.

PB4

1-MHz-signaal, als de deler voor de vaste frequenties op stand 0 wordt gezet en RESET wordt gekozen. Deze mode kan alleen door RESET worden verlaten. De uitgang wordt dan logisch één en vervolgens zal de schakeling weer de instellingen van BCD-schakelaar S3 overnemen. Normaal gesproken is de uitgang 0.

PB7

Korte puls bij iedere schakelflank op PB2, PB6. Pulsbreedte 2 μ s. Deze uitgang is zowel bij vaste als variabele frequenties actief.

PB3

Uitgang van de pulsbreedte-modulator (PWM). Werkt tegelijkertijd met de andere uitgangen (resolutie 8 bits). Via PD0,

Functionaliteit

BCD-schakelaar FREQUENCY (S2)

voor instellen van de basisfrequenties
FIX 0,1 - 1 - 10 - 100 - 1000 - 10000 - 50000 Hz (stand 1...7)
VAR 50000 - 10000 - 1000 - 100 - 10 - 1 Hz (stand 9...14)
Bij stand 0, 8 en 15 stopt de generator

BCD-schakelaar DIVIDER (S3)

voor instellen van de deelfactoren voor de vaste frequenties in 15 standen (1:1 t/m 1:15). Deze deelfactor wordt pas na RESET of bij het omschakelen van de frequentie geactiveerd. In stand 0, na RESET wordt de 1-MHz-mode geactiveerd.

BCD-schakelaar PWM MODE (S1)

met vier instelbare klokk frequenties. PWM werkt tegelijkertijd met de frequentie-uitgangen. De pulsbreedte is instelbaar met potmeters of een analoge spanning.

PD1 zijn vier PWM-klokk frequenties (19,6 kHz, 2,45 kHz, 306,4 Hz of externe klok via PD5) in te stellen. De PWM is met een analoge spanning (P1) van ongeveer 0...99,5% van de voedingsspanning in te stellen. In de 1-MHz-mode werkt de PWM met de laatst actieve instelling. Uitgang identiek aan PB2, PB6.

PD0, PD1

Ingangsconfiguratie voor de PWM-klokk frequentie. Wordt via DIP- of BCD-schakelaar ingesteld. De waarden worden bij RESET overgenomen.

PD2, PD3, PD4, PD6

Ingangsconfiguratie van de frequenties/vaste-deler-fre-

Vaste frequenties

Factor S3	Frequentieschakelaar S2 (frequenties in kHz)							
	0	1	2	3	4	5	6	7
0	1-MHz-mode (met RESET activeren)							
1	STOP	0,1	1	10	100	1.000	10.000	100.000
2	STOP	0,05	0,5	5	50	500	5.000	25.000
3	STOP	0,0333	0,3333	3,333	33,33	333,3	3.333	16.666
4	STOP	0,025	0,25	2,5	25	250	2.500	12.500
5	STOP	0,02	0,2	2	20	200	2.000	10.000
6	STOP	0,0166	0,1666	1,666	16,66	166,6	1.666	8.333
7	STOP	0,0143	0,143	1,43	14,3	143	1.430	7.143
8	STOP	0,0125	0,125	1,25	12,5	125	1.250	6.250
9	STOP	0,0111	0,1111	1,111	11,11	111,1	1.111	5.555
A	STOP	0,01	0,1	1	10	100	1.000	5.000
B	STOP	0,0091	0,091	0,91	9,1	91	910	4.545
C	STOP	0,00833	0,0833	0,833	8,33	83,3	833	4.166
D	STOP	0,0077	0,077	0,77	7,7	77	770	3.846
E	STOP	0,00714	0,0714	0,714	7,14	71,4	714	3.571
F	STOP	0,00666	0,0666	0,666	6,66	66,6	666	3.333

(waarden telkens op 1% afgerond)

Variabele frequenties	
Schakelaar S3	Frequentiebereik in Hz
8	STOP
9	196...50.000
A	39...10.000
B	3,9...1.000
C	0,39...100
D	0,039...10
E	0,0039...1
F	STOP (vrij)
Resolutie van het frequentiebereik: 8 bits (255 stappen)	

Pulsbreedtemodulator PWM			
PWM-mode S1	PB1	PB0	PWM-klok
0	1	1	extern via PD5
1	1	0	19,6 kHz
2	0	1	2,45 kHz
3	0	0	306,4 Hz

ties via twee BCD-schakelaars. De nieuwe waarde voor de frequentie wordt direct na het veranderen overgenomen, de deelfactor alleen na RESET. Dan wordt namelijk eerst S3 afgehandeld en vervolgens schakelt PB4 op S2 om.

PD5

Externe klokfrequentie voor PWM. Bij S1 = 0 en RESET wordt de PWM naar de externe klok omgeschakeld.

De schakeling kan met een kleine netadapter (8...12 V) van voeding worden voorzien. Spanningsregelaar IC2 maakt hier +5 V van. D1 beveiligt de schakeling tegen een verkeerde polariteit van de voedingsspanning. De controller dient uitgerust te worden met ontkoppelcondensators die zo dicht mogelijk bij het IC tussen de voedingslijnen gesoldeerd worden. Een RC-netwerk zorgt voor het ontddenderen van de reset-knop. Het kristal moet een 10-MHz-type zijn, omdat alle berekeningen in de software uitgaan van deze waarde.

De drukknoppen en BCD-schakelaars kunnen ook op een eventuele print worden geplaatst. De BCD-schakelaars kunnen dan gemakkelijk in IC-voetjes worden geplaatst.

Verder dient bij de opbouw rekening gehouden te worden met de EMC-richtlijnen. Het gaat hier om een snelle controller met een klok van 10 MHz. Dat betekent dus: de ontkepelcondensatoren van het kristal en het kristal zelf zo dicht mogelijk bij het IC, condensators direct met GND verbinden, een zo groot mogelijk massavlak of stervormig massanetwerk gebruiken en korte of afgeschermdde leidingen toepassen. Bij inductieve belastingen zijn vrijloopdiodes aan te raden.

(020395)

De software voor de controller en de broncode hiervan zijn op floppy verkrijgbaar, maar ook gratis te downloaden via de website van Elektuur (EPS 020395-11)

12 V gloeiplugconverter

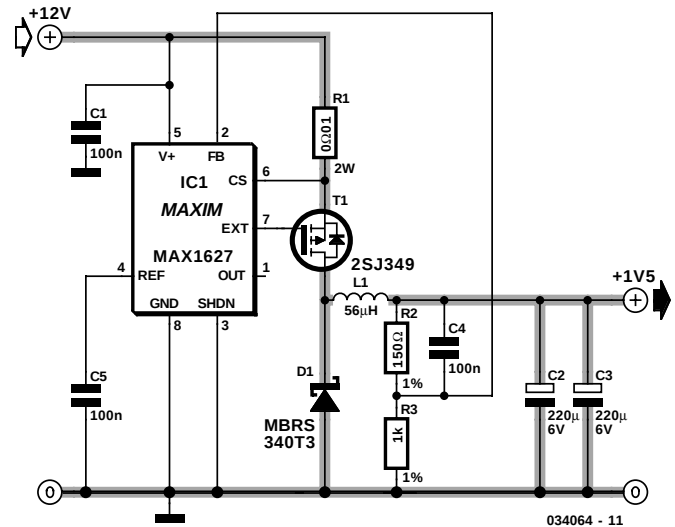
006

De in de modelbouwwereld gangbare kleine brandstofmotoren maken meestal gebruik van een gloeiplug tijdens het starten. Jammer is echter dat deze gloeipluggen op een spanning van 1,5 V werken, terwijl brandstofpompen, startmotoren, laders e.d. doorgaans op 12 V draaien. Dat maakt dat er dus weer een aparte accu nodig is om de gloeipluggen van stroom te voorzien. De standaardoplossing hiervoor is een extra 2-V-loodaccu met een power-diode in serie, om de spanning ongeveer 0,5 V te reduceren. Dit heeft echter als vervelende consequentie dat ruim 30% van de energie in de diode wordt verstoekt. Zoiets is natuurlijk verre van efficiënt.

De converter die we hier voorstellen, maakt het mogelijk om de gloeiplug te voeden vanuit de 12-V-accu, die normaal ook gebruikt wordt om te tanken, laden, starten, enzovoort. Ook de auto-accu kan als voedingsbron worden gebruikt. De schakeling is bovendien een stuk efficiënter dan de oplossing met de 2-V-accu in combinatie met een powerdiode.

Het hart van de DC/DC-converter is IC1, een MAX 1627. De converter werkt volgens het welbekende stepdown-principe met een spoel en een elco. De schakeltrap is hierbij niet in het IC geïntegreerd, waardoor we afhankelijk van de gewenste stroom zelf de ideale FET kunnen kiezen. In dit geval is gekozen voor een 2SJ349 (T1), maar iedere andere logiclevel-FET met een lage $R_{ds(on)}$ zal ook voldoen. Wel moet de FET uiteraard de vereiste hoge stromen kunnen verwerken. Diode D1 is een snelle Schottky-diode, die berekend moet zijn op de laadstromen voor C2 en C3. Ook die diode dient dus een redelijk 'stevig' type te zijn. Spoel L1 en de condensatoren C2 en C3 moeten een zo laag mogelijke interne weerstand hebben. Dit garandeert een efficiënte omzetting en voorkomt dat de componenten te warm worden.

Het weerstandsnetwerk R2 en R3 zorgt er voor dat 87% van de



uitgangsspanning aan pin FB van IC1 wordt aangeboden. Hierdoor zal een uitgangsspanning van 1,5 V een spanning van ongeveer 1,3 V op pin FB veroorzaken. Het IC zal altijd proberen om de schakeltrap zodanig aan te sturen dat het een spanning van 1,3 V op de FB-ingang 'ziet'. Door R2 en R3 andere waarden te geven, kan desgewenst ook een andere uitgangsspanning worden gekozen.

Let er tijdens het bouwen op dat C5 en C1 zo kort mogelijk bij IC1 worden geplaatst en dat de verbindingen tussen de 12-V-ingang en de 1,5-V-uitgang voldoende dik zijn, aangezien we hier met grote stromen te maken hebben. Een gloeiplug kan al gauw zo'n 5 A vragen en de laadstromen van de spoel en C2/C3 zijn nog een stuk hoger!

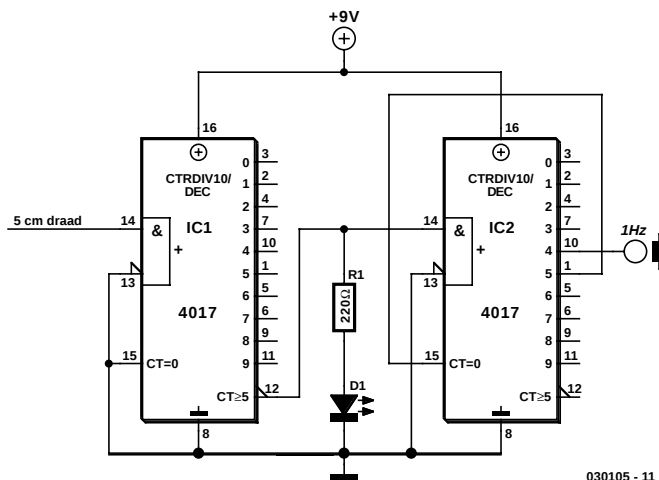
1-Hz-klok

007

Myo Min

Voor een bepaald project had auteur dezes een nauwkeurige klok met een frequentie van 1 Hz nodig. Nu zijn 10-MHz-kristallen tamelijk kostbaar, terwijl het daarnaast zo is dat de leden van de 4000 logica-familie niet op deze hoge frequentie werken. Een gewone CMOS-teller als de 4017 heeft echter zo'n hoogohmige ingang dat het IC over 'radio-achtige' eigenschappen beschikt. Dat effect wordt hier uitgebuit om het door een nettrafo uitgestraalde magnetische veld geheel draadloos op te pikken en om te zetten in een kloksignaal. Het signaal wordt hier geïnduceerd in een kort stukje draad (ca. 5 cm lang), dat verbonden is met de klokingang van een als 10-deler geschakelde 4017 (IC1). Het resulterende 5-Hz-sig-naal wordt vervolgens met behulp van een tweede 4017 (IC2) door 5 gedeeld tot de gewenste 1 Hz.

LED D1 knippert om aan te geven dat er een voldoende sterk transformatorveld wordt opgepikt. De 'antenne' moet zo dicht mogelijk in de buurt van de bewuste trafo worden opgesteld, zonder dat echter de elektrische veiligheid van het geheel in



het gedrang komt. Houd altijd de grootste afstand aan waar-
bij nog een betrouwbaar kloksignaal wordt verkregen.

(030105)

Phono-voorversterker

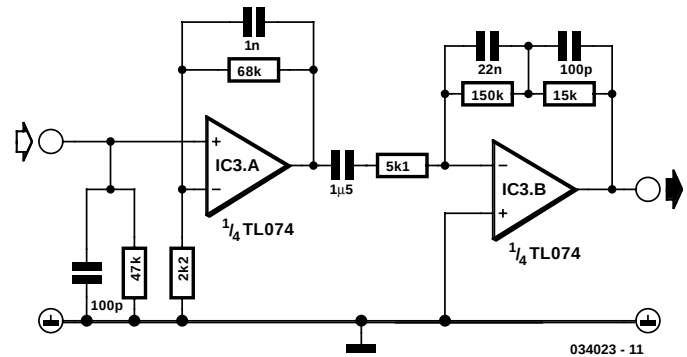
008

H. Riegstra

Omdat moderne geluidsinstallaties meestal geen ingang voor een platenspeler meer hebben, worden losse MD-voorversterkers tegenwoordig steeds populairder. Niet alleen mensen die nog regelmatig naar vinyl-platen luisteren hebben behoefte aan zo'n voorversterker, maar ook degenen die hun LP-collectie eindelijk eens met behulp van een CD-brander op Compact-Disc willen gaan overspelen.

Auteur dezes heeft voor vrienden en bekenden talloze phono-voorversterkers gebouwd, waarbij omwille van de eenvoud vaak werd uitgegaan van een oude schakeling met twee $\mu A741$'s, oorspronkelijk ontworpen door ene B. Wolfenden en in 1976 beschreven in het blad *Wireless World*. Bij dit simpele ontwerp versterkte de eerste 741 gewoon full-range, terwijl de tweede van een frequentiecorrectie volgens de RIAA-norm was voorzien – een niet ongebruikelijke opzet in die tijd.

Na de nodige experimenten zag echter recentelijk een variant op deze klassieker het levenslicht. Ook weer een versie met twee opamps, maar met het verschil dat nu de RIAA-frequentiecompensatie over beide opamps is verdeeld. Bijgaande figuur toont het schema van deze voorversterker. De eerste opamp filtert vanaf 2,2 kHz met 6 dB/octaaf en de tweede neemt de andere kantelpunten voor zijn rekening. Doel van de nieuwe opzet was in feite om de tegenkoppelfactor in beide trappen zo groot mogelijk te houden.



Tot grote verbazing van de ontwerper bleek deze modificatie echter een onverwacht bijeffect te hebben: Bij het afspelen van platen waren bepaalde krassen nu ineens niet meer hoorbaar! Het verschil met de oude voorversterker was goed te horen, het was beslist geen inbeelding. Waardoor werd dit veroorzaakt? Een snelle berekening leerde dat een kras van 0,05 mm in een platengroef die met 0,5 m/s langs een naald beweegt, een blok golfimpuls van 10 kHz genereert. Kennelijk is er veel winst te behalen door dit soort impulsen zo vroeg mogelijk, dus reeds in de eerste trap, door laagdoorlaatfiltering te smoren, zodat ze geen oversturing in de rest van de schakeling kunnen veroorzaken.

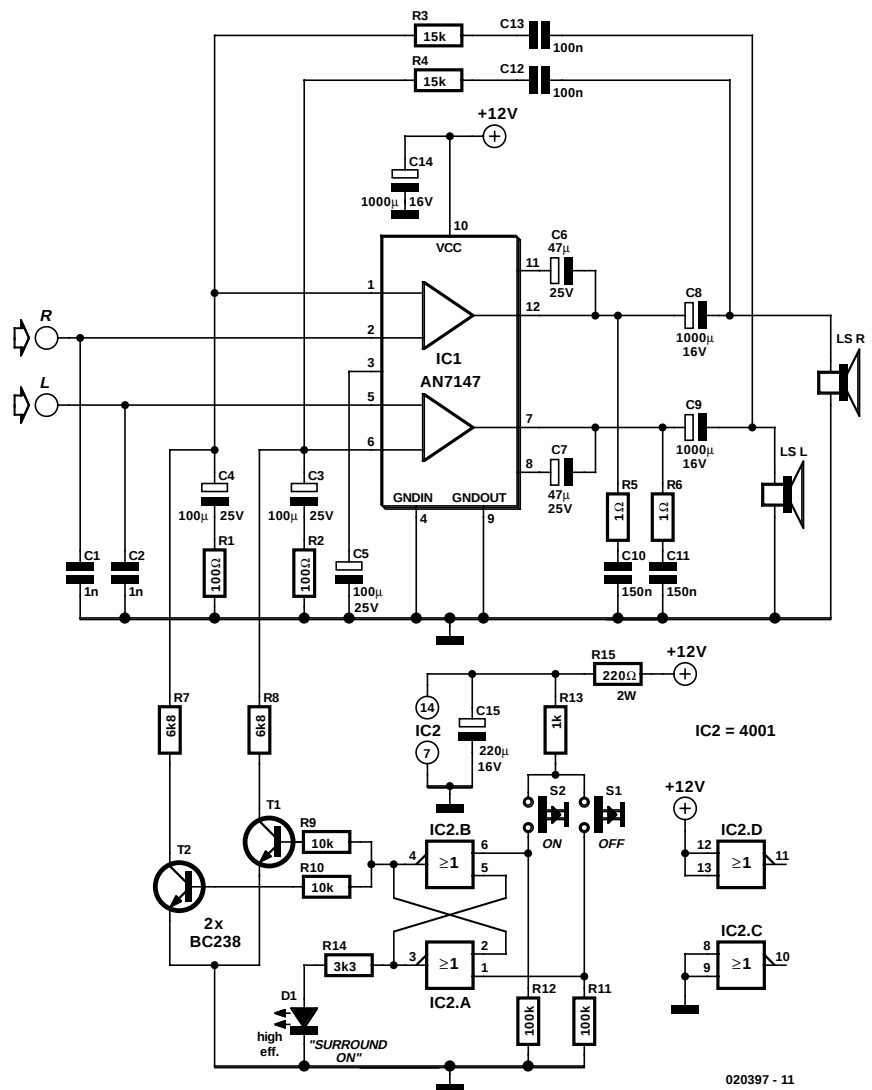
Eenvoudige surround-versterker

H. Sadegi

De geïntegreerde audio-vermogensversterker AN7147 van Panasonic wordt door de fabrikant omschreven als 'vervangingstype'. Dit IC zal dus nog wel een lange tijd verkrijgbaar zijn. Samen met wat passieve componenten kan hiermee een uitstekende surround-versterker worden gebouwd. Hiervoor zijn geen extra opamps of een negatieve voedingsspanning nodig.

Om van een standaard stereo-versterker een surround-versterker te maken, is een trucje nodig. In het schema is voor beide kanalen een terugkoppelcircuit te zien. Voor het rechter kanaal via C13-R3 en voor het linker kanaal via C12-R4. Het speciale van deze schakeling is nu dat deze terugkoppeling is verbonden met de ingang van het tegenovergestelde kanaal. Het faseverschil tussen beide kanalen wordt hierdoor extra benadrukt, waardoor een bijzonder ruimtelijk geluid ontstaat.

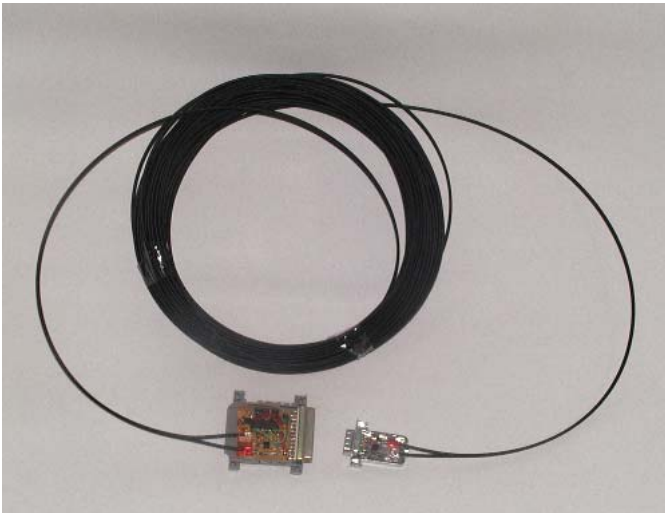
Als surround-geluid niet gewenst is, kan het effect worden uitgeschakeld door op drukknop S1 te drukken. De flipflop die is opgebouwd rond IC2a en IC2b zal hierdoor omslaan. Als gevolg hiervan zullen de transistoren T1 en T2 gaan geleiden. Een high-efficiency-LED en een 3,3-k Ω -weerstand zorgen er voor dat het CMOS-IC niet te veel stroom hoeft te leveren. De belasting van de versterker mag niet lager zijn dan 3 Ω . Bij een belasting van 4 Ω zal de versterker een vermogen leveren van zo'n 4,3 W. Om oververhitting te voorkomen moet een bescheiden koelprofiel (6 K/W) aan het



versterker-IC worden gemonteerd. De ruststroom van deze schakeling bedraagt slechts 19 mA.

Optische seriële interface

010



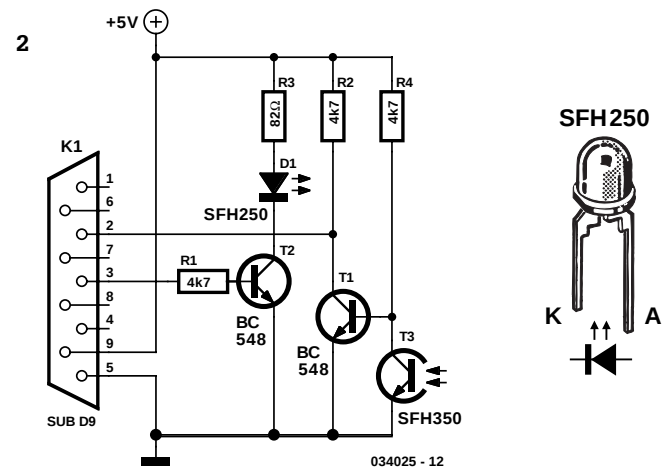
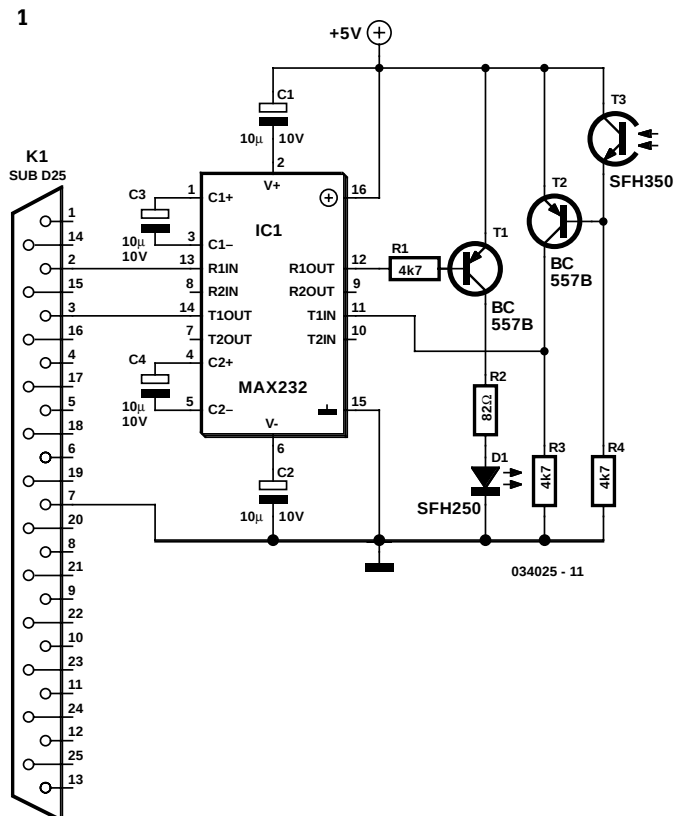
Ralf Schöler

Bij bijvoorbeeld temperatuurmeting, beveiligingssysteem en andere zaken moeten microcontrollers noodgedwongen soms vrij ver van het dataverwerkingssysteem worden opgesteld. Een storingsvrije verbinding tussen beide is dan een absolute 'must'. Deze eenvoudige optische interface leent zich uitstekend voor dit soort toepassingen. Het systeem bestaat uit een zend/ontvanger (figuur 1) met een MAX323 die op de seriële bus van de PC wordt aangesloten, en een zo mogelijk nog simpelere zend/ontvanger (figuur 2) aan de kant van de microcontroller. Beide schakelingen kunnen gemakkelijk zo klein worden opgebouwd dat ze in de behuizing van respectievelijk een sub-D25- en een sub-D9-connector kunnen worden ingebouwd. De verbinding tussen beide optische modules gebeurt met twee standaard optische kabels. De auteur overbrugde probleemloos afstanden tot 25 meter met deze optische interface.

De voedingsspanning voor de schakeling van figuur 2 kan waarschijnlijk zonder veel moeite van de microcontroller-schakeling in kwestie worden betrokken; vaak is op pen 9 van de 9-polige sub-D-connector de vereiste spanning van +5 V reeds aanwezig. Voor de schakeling van figuur 1 kan de voedingspanning wellicht ook met enig geknutsel uit de PC worden betrokken. Mocht dat niet lukken, dan kan er eventueel een simpele externe voeding met een 5-V-spanningsregelaar worden gebruikt.

Nog een paar praktische zaken. In plaats van de hier gekozen typen SFH250 en SFH350 kunnen bijna alle andere optozenders en -ontvangers worden toegepast, zoals bijvoorbeeld de populaire TOTX173 en TORX173. Voor aansluiting op de PC van de schakeling van figuur 1 mag in plaats van een 25-polige natuurlijk ook een 9-polige sub-D-connector worden gebruikt, alleen zal het dan niet lukken om de schakeling in de stekkerbehuizing in te bouwen.

Wanneer men de schakeling, net als het proefmodel van de auteur, zo wil uitvoeren dat de connector rechtstreeks in de PC kan worden gestoken, dan dient een female connector te wor-



den gebruikt. Let er voorts op dat de bedrading van de Rx- en Tx-pennen (pen 2 en 3) niet altijd hetzelfde is: er kunnen verschillen zijn tussen 9-polige en 25-polige connectors en ook tussen male en female. De enige oplossing is een en ander na te meten met een multimeter. De pen waar in rust -10...12 V op staat, is de Tx-aansluiting van de PC.

Dezelfde problemen gelden ook bij verbindingstekers. Er zijn verlengsnoeren met een male en een female stekker die doorgaans gewoon 1:1 bedraad zijn, maar er bestaan ook nulmodemkabels met twee female connectors, waarbij meestal (!) de pennen 2 en 3 gekruist zijn. Ook hier is nameten dus het devies.

(034025)

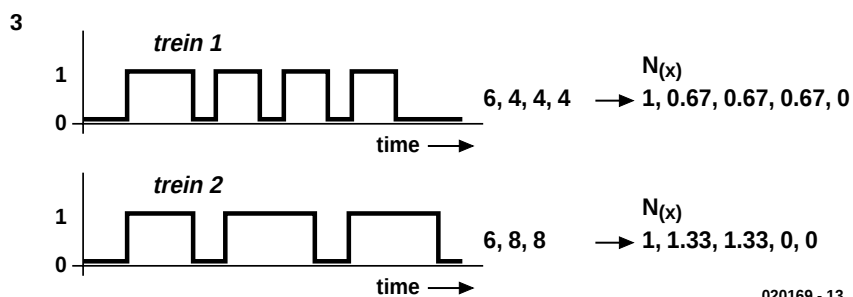
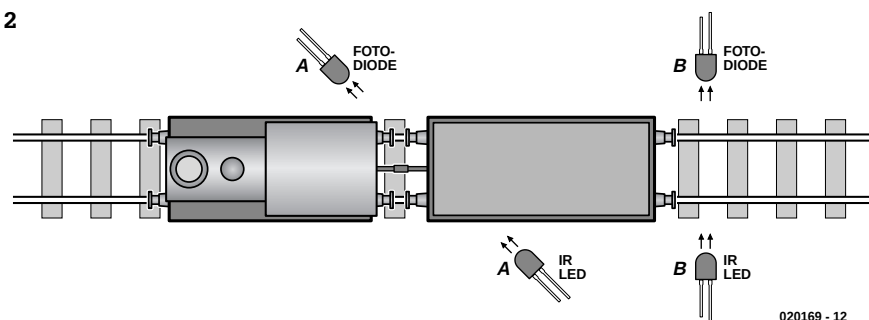
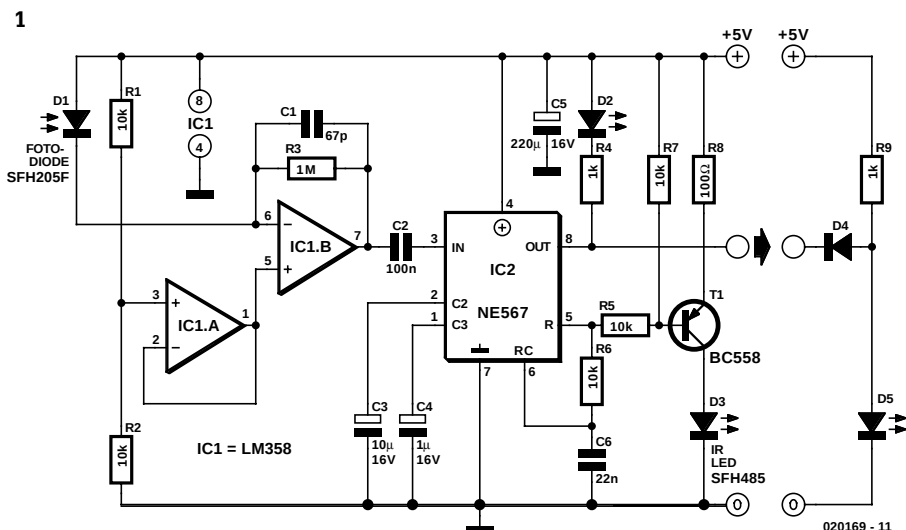
Modeltrein-identificatiecircuit 11

Matthijs Hajer

Bijgaande schakeling is bedoeld voor het detecteren van treinen op een modelspoorbaan en is deels gebaseerd op ontwerpen die in het verleden al eens in *Elektuur* zijn beschreven. Zoals **figuur 1** toont, gaat het om een eenvoudige infrarood zender/ontvanger, opgebouwd rond een LM358 en een NE567. Met de in het schema aangegeven dimensionering kan een afstand van ongeveer 40 à 50 cm overbrugd worden. Als voor elke detectiepoort de frequentie van de NE567 wat wordt gewijzigd, treedt er geen overspraak op tussen de verschillende poorten. De uiterst rechts getekende LED plus serieweerstand kan worden toegevoegd als indicatie dat het baanvak bezet is.

Het interessante van de schakeling zit hem echter vooral in de toepassing. Kijken we naar **figuur 2**. Wanneer zender en ontvanger worden geplaatst in positie A, dan fungeert de schakeling als 'gewone' treindetector. Door de diagonale plaatsing wordt daarbij een zeer betrouwbare detectie verkregen. Worden zender en ontvanger echter in positie B geplaatst, dan is de schakeling bruikbaar als identificatiecircuit. Wanneer er een trein door poort B rijdt, wordt de lichtstraal met zekere tussenpozen onderbroken, hetgeen een soort 'streepjescode' oplevert van de desbetreffende treincombinatie. Met behulp van een PC of microcontroller is het aansluitend mogelijk treinen van elkaar te onderscheiden op basis van deze streepjescode. En dat laatste maakt het weer mogelijk treinen verschillend te laten rijden op de baan, of in het schaduwstation verschillend te behandelen.

Figuur 3 geeft twee voorbeelden van een dergelijke streepjescode. Hierbij is trein 1 een loc met drie korte wagons en trein 2 een loc met twee lange wagons. Meting van de afzonderlijke blokjes levert voor trein 1 een meetwaardenreeks op van 6-4-4-4 en voor trein 2 een reeks van 6-8-8. Door te normeren op het eerste getal ontstaat een patroon waar geen snelheidsinformatie meer inziet. Dus ongeacht de snelheid van de trein geeft deze reeks altijd aan hoe lang de wagons zijn in verhouding tot de lengte van de locomotief. Eventueel toevoegen van 'nullen' tot een bepaalde treinlengte en vervolgens de gevonden waarden vergelijken met alle eerder opgeslagen treincombinaties, maakt een verrassend betrouwbare identi-



ficatie mogelijk.

Dat vergelijken kan op verschillende manieren. Wat goed werkt, is het bepalen van de kwadratische fout tussen de gemeten waarde en alle opgeslagen 'referentietreinen'. Alleen is deze methode gevoelig voor verschil in treinlengte; een referentietrein met een wagon minder wordt niet herkend. Door rekening te houden met het aantal gemeten wagons kan deze foutschatting sterk worden verbeterd (de referentietreinen worden daarbij gereduceerd tot dezelfde lengte als de gemeten trein).

De getalwaarde die met de kwadratische foutschatting bepaald wordt, is tevens een maat voor de betrouwbaarheid van de schatting. Door een limiet te stellen aan de fout kan er

onderscheid gemaakt worden tussen treinen die herkend zijn en treinen die te onduidelijk waren. In het systeem van de auteur meet de lichtsluis met een frequentie van ongeveer 20 Hz, een waarde die een goede treinherkenning oplevert. Tot slot nog een tip: Door de zender/ontvanger ter hoogte van

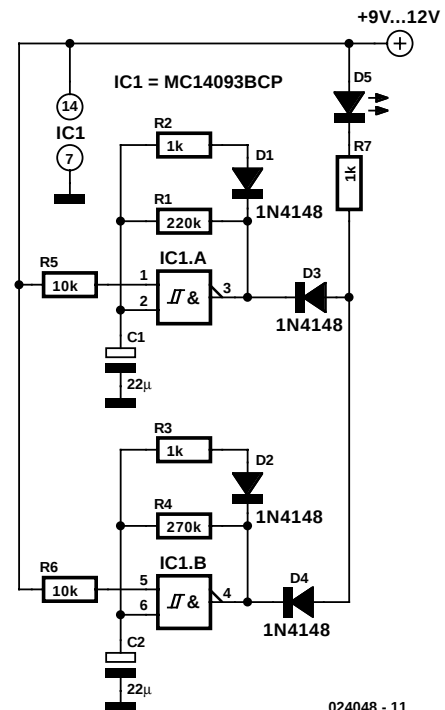
de bodem van de wagons te plaatsen, wordt voorkomen dat er via de ramen van de wagons licht op de ontvanger valt. Daardoor worden meetfouten vermeden en worden ook platte of open wagons goed waargenomen.

T. Scarborough

Bijgaande schakeling is in al haar eenvoud in staat een LED in een volkomen willekeurig ritme te doen knipperen. Het geheel is ook nog eens zeer efficiënt, want het stroomverbruik bedraagt niet meer dan welgeteld 1 mA. Met de twee resterende poorten van IC1 (een Schmitt-trigger-NAND van het type 4093) zou eventueel zelfs nog gemakkelijk een tweede knipper-LED kunnen worden opgebouwd. Een voordeel van de schakeling is verder dat zowel de minimale als maximale knipperfrequentie kan worden ingesteld, en daarmee ook de mate van 'willekeurigheid'.

Het feitelijke knipperen neemt LED D7 voor zijn rekening. De poorten IC1a en IC1b vormen het hart van twee volgens bekend recept opgebouwde oscillatoren, die elk op een betrekkelijk lage frequentie draaien. R2 en R4 zorgen in combinatie met D1 en D2 voor een ongelijkmatige puls/pauze-verhouding bij beide oscillatoren, zodat er op de uitgangen (pennen 3 en 4) snelle negatieve pulsen worden geproduceerd. Deze worden gemengd door middel van D4 en D6 en zijn vervolgens verantwoordelijk voor het pseudo-random knippergedrag van LED D7.

(024048)



Power-zoemer

G. Baars

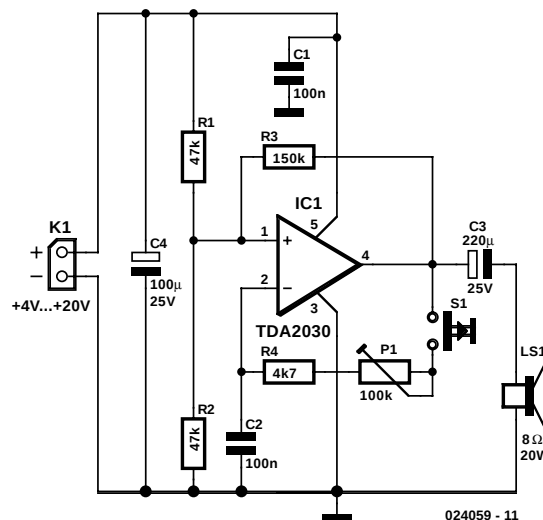
Hoe vaak moet u gemiddeld per dag roepen op uw gezinsleden, om te melden dat bijvoorbeeld het eten klaar is, het tijd is om te vertrekken, etc. Meestal bevindt de persoon in kwestie zich in dezelfde ruimte (hobbykamer, slaapkamer, etc.). Een flinke zoemer in die kamer, gecombineerd met een drukknop onder aan de trap of in de keuken, zou in zo'n geval heel handig zijn.

Het hart van deze schakeling wordt gevormd door IC1, een TDA2030. Deze heeft een ingebouwde thermische beveiliging, waardoor hij niet al te snel stuk zal gaan. R1 en R2 zorgen er voor dat de helft van de voedingsspanning op de +-ingang van de opamp komt te staan. R3 zorgt voor de meekoppeling. Tenslotte bepalen C2, R4 en instelpot P1 de frequentie waarop de schakeling oscilleert. Met P1 is dan ook de frequentie van de toon te regelen. Een volumeregeling is achterwege gelaten, want we willen natuurlijk te allen tijde de aandacht krijgen als we op knop S1 drukken.

De schakeling wordt in zijn geheel gemonteerd op de plaats waar we op de knop willen drukken. De luidspreker wordt dan strategisch opgesteld in de slaapkamer o.i.d. Gebruik bij het aansluiten van de luidspreker een luidsprekerkabel. Gewone signaaldraad kan bij langere afstanden redelijk wat verlies in vermogen geven!

De luidspreker moet een type zijn dat een continuvermogen van minstens 6 W goed moet kunnen verwerken (bij 20 V voe-

013



dingsspanning). Bij lagere voedingsspanningen daalt het uitgangsvermogen snel ($P = U_{\text{eff}}^2/R_L$).

De voeding voor deze schakeling is niet echt kritisch. Wel moet ze voldoende stroom kunnen leveren. Een goede richtwaarde is ca. 400 mA bij 20 V. Bij 4 V zal dit ongeveer 25 mA zijn. Een geschikte voeding zal vast nog wel ergens in uw hobbykamer te vinden zijn. Zo niet, dan kunt u in uw Elektuur-archief beslist wel een low-cost voeding vinden die aan deze eisen voldoet!

(024059)

RC5-repeater

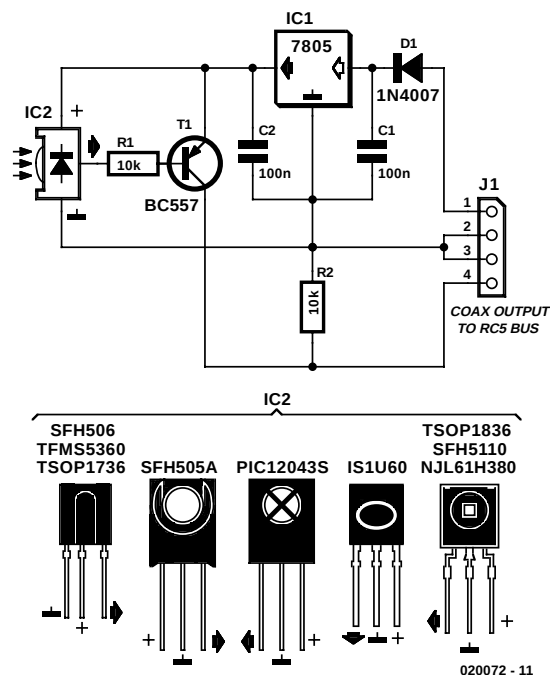
014

H. Tempelman

De ontwerper van deze schakeling had in zijn badkamer twee (waterbestendige!) luidsprekers gemonteerd en via een lange kabel aangesloten op de stereo-installatie in de huiskamer. Prompt ontstond er natuurlijk behoefte om ook vanuit de badkamer de afstandsbediening te kunnen gebruiken. De in de handel zijnde verlengsets hiervoor werden als minder geschikt beoordeeld, vooral omdat het daarbij nodig is om voor de versterker een extra IR-zenddiode te plaatsen.

Bijgaande repeater vereist weliswaar een stuk coaxkabel, maar lost het probleem toch iets simpeler en vooral betrouwbaarder op. Het door de afstandsbediening uitgezonden signaal wordt opgepikt door IR-ontvanger IC2, waarna het via de (bijna)open-collector-uitgang van T1 op de RC5-bus van de stereo-installatie wordt gezet. Bij Philips-apparatuur bleek dit uitstekend te werken, maar waarschijnlijk lukt het met eventueel wat kleine aanpassingen ook wel bij andere fabrikaten. Door toevoeging van spanningsregelaar IC1 mag de voedingsspanning tussen 8 en 30 V liggen, terwijl diode D1 voor een beveiliging zorgt tegen verkeerd-om aansluiten van de voedingsspanning.

Een leuke bijkomstigheid ontstond voorts door het feit dat de gebruikte luidsprekers (van de firma Conrad) voorzien zijn van een doorzichtige conus en een vrij grof gerasterd afschermrooster. Dat maakte het namelijk mogelijk om de minuscule, op een stukje gaatjesbord opgebouwde schakeling op het frame



van de luidspreker achter de conus te monteren. Zo is de hele zaak onzichtbaar, terwijl de repeater toch perfect functioneert als de afstandsbediening naar de speakers wordt gericht.

DC/DC-converter met 555

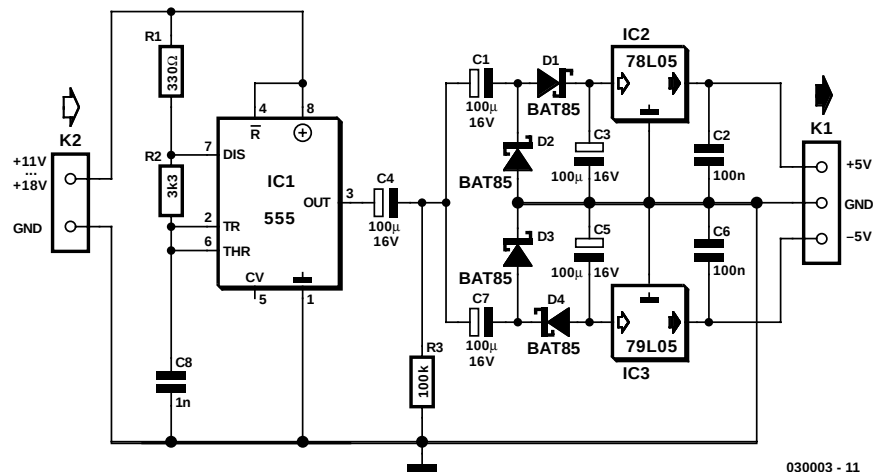
015

Lex de Hoo

Het komt maar al te vaak voor dat in een bestaande elektronische schakeling de voeding uitgebreid moet worden, omdat net die ene voedingsspanning die men nodig heeft ontbreekt. Bijgaande schakeling kan mogelijk een oplossing bieden in een aantal van zulke gevallen, omdat hiermee een enkele voedingsspanning kan worden omgezet in een symmetrische spanning. Op zich is dat misschien niet zo revolutionair, maar het bijzondere is dat dit nu eens zonder moeilijk verkrijgbare exotische IC's is gerealiseerd en er louter standaard-onderdelen zijn gebruikt die

elke elektronica-hobbyist wel ergens in een lade heeft liggen. Als hart van de schakeling fungeert weer eens de 'good old' 555-timer, die hier als vrijlopende oscillator is geschakeld op een frequentie van ca. 160 kHz. De oscillator wordt gevolgd door twee spanningsverdubbende gelijkrichters, bestaande uit C1, D1, D2, C3 en C7, D3, D4, C5. Daarna volgen twee spanningsregelaars die voor de stabilisatie van de aldus opgewekte positieve en negatieve spanning zorgen.

De duty-cycle van de 555 is met R1 en R2 op ongeveer 50% ingesteld. Het bloksignaal aan de uitgang van het timer-IC beweegt zich niet helemaal symmetrisch rond de nul; om dat te verhelpen zijn C4 en R3 toegevoegd. De amplitude van het uitgangssignaal van de 555 is ongeveer gelijk aan de voedingsspanning minus 1,5 V; dus bij een ingangsspanning van 12 V staat op pin 3 een blokvolg van ca. 10,5 V_{tt}. Rond de nul (over R3) is dit dan ongeveer +5 V/-5 V. Er is nu weliswaar een symmetrische spanning gecreëerd, maar de positieve en negatieve amplitude is eigenlijk nog wat te klein en niet gesta-



030003 - 11

biliseerd. Om het blokvolg signaal op te splitsen in een positieve en negatieve amplitude van voldoende grootte, is voor de positieve spanning C1/D2 toegevoegd, waardoor de positieve helft in amplitude wordt verdubbeld. Voor de negatieve helft gebeurt hetzelfde met behulp van C7/D3, waarna de twee signalen worden afgevlakt met D1/C3, respectievelijk D4/C5. Beide spanningen zijn nu hoog genoeg om normale 5-V-spanningsregelaars aan te sturen, zodat aan de uitgang een symmetrische voedingsspanning staat van +5 V en -5 V.

De ingangsspanning mag ongestabiliseerd zijn en moet tussen +11 V en +18 V liggen. De maximale uitgangsstroom bedraagt ±50 mA bij een ingangsspanning van 12 V. De schakeling leent zich bij uitstek voor het realiseren van hulpspanningen, zoals bijvoorbeeld de voedingsspanning voor low-power-opamps. Het feit dat de converter met de boordspanning van een auto overweg kan, is natuurlijk ook best een prettige eigenschap.

(030003)

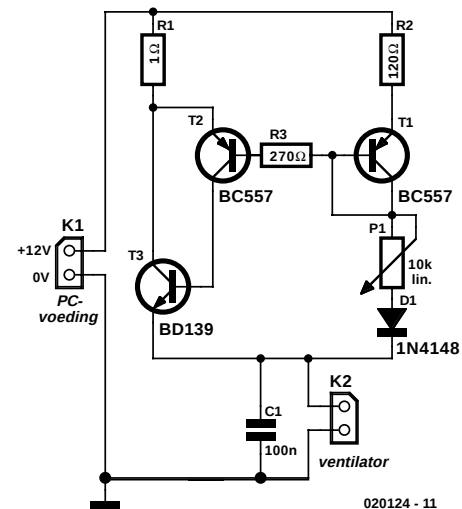
Processor-ventilatorsturing 016

B. v. Gijzen

Ventilators in PC's kunnen hinderlijk luidruchtig zijn. Door ze net iets langzamer te laten lopen, produceren ze vaak een stuk minder lawaai. Weliswaar zal de koeling dan ook wat afnemen, maar wanneer we de ventilator niet al te langzaam laten lopen, hoeft dit geen bezwaar te zijn. Vooral bij oudere processoren die toch al wat minder vermogen opnemen dan de allernieuwste exemplaren, kan men deze truc zonder problemen toepassen.

Zowieso is deze schakeling bedoeld voor de wat oudere PC's, aangezien de nieuwere modellen van huis uit doorgaans wel een ventilatorregeling op het moederbord hebben ingebouwd. Deze regelingen zorgen voor wat extra koeling als de processor wat te warm wordt en wat minder koeling als de temperatuur van de processor relatief laag is.

Bijgaande schakeling bestaat uit slechts een handjevol componenten, die als regel nog wel ergens in een laatje te vinden zijn. Transistor T1 en T2 gaan in geleiding door de basisstroom die via P1 en D1 naar de ventilator vloeit. Door R1 zal altijd een stroom lopen, die ongeveer 120 keer zo groot is als die door weerstand R2. R3 is toegevoegd om er voor te zorgen dat als P1 op minimale weerstand is ingesteld, de stroom door de



basis van T2 niet te groot kan worden. D1 op zijn beurt zorgt er voor dat transistor T3 ook in deze maximale stand nog voldoende spanning voor de basis/emitter-overgang heeft om in geleiding te kunnen gaan.

Dobbelsteen

017

Lex de Hoo

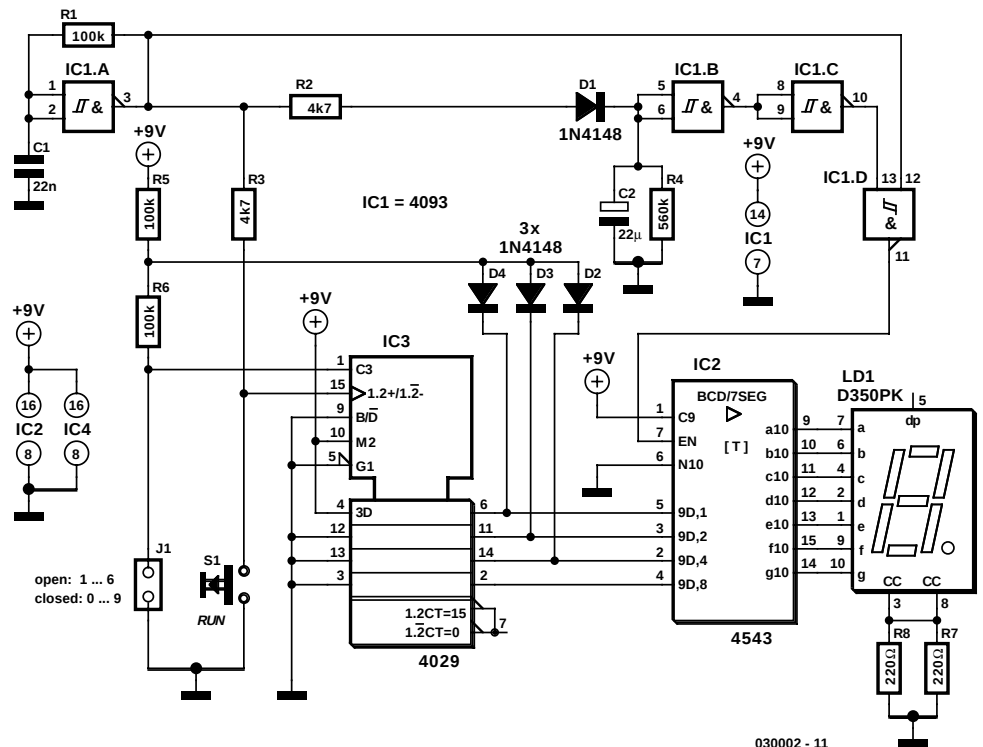
Door de simpelheid van de klassieke dobbelsteen is een gelijkwaardig elektronisch equivalent buitengewoon moeilijk te maken, alleen al door het feit dat voor een elektronische versie een voeding nodig is en een veelheid van elektronische componenten die veel volumineuzer zijn dan de normale dobbelsteen. Hier wordt een elektronische dobbelsteen beschreven die naar keuze met gewone componenten of met SMD's kan worden opgebouwd, en in het laatste geval qua formaat heel dicht in de buurt komt van het klassieke voorbeeld.

Ondanks zijn eenvoud heeft deze dobbelsteen toch een aantal interessante functies aan boord. Zo kan door middel van een jumper het dobbelsteenbereik worden gewijzigd van 1-6 naar 0-9. Daarnaast is er een standby-functie die het display ca. 8 seconden na het 'gooien' uitschakelt om energie te sparen. Voorts beschikt de dobbelsteen over een power-save-functie doordat het display pulserend aangestuurd wordt. De laatste twee features leiden ertoe dat de schakeling bij volledig display ca. 25 mA gebruikt en in standby ca. 12 mA. Voeding met een 9-V-batterij is dus geen probleem.

De schakeling bestaat uit de volgende delen: een vrijlopende oscillator (IC1a) met verdere logica voor het aansturen van het display (IC1c, IC1d), een timer (IC1b), een teller (IC3) en een display-decoder (IC2).

De oscillator is zeer eenvoudig: de frequentie wordt bepaald door R1 en C1 en bedraagt ca. 225 Hz, de duty-cycle is ongeveer 50 à 60%. Het signaal van de oscillator heeft een dubbele functie: als kloksignaal voor de teller (via R2) en als display-blank-sig-naal voor de display-decoder via IC1d. Zolang echter 'gooi'-schakelaar S1 gesloten is, zal de counter niet tellen omdat de klokingang van IC3 aan massa ligt. Aangezien de blank-input van de display-decoder pulserend aangestuurd wordt, zal in principe het display voor slechts ongeveer de helft van de tijd oplichten, maar door de hoge klokfrequentie is het alsof het display normaal brandt.

De standby-mode werkt als volgt: Zolang er signaal op de klokingang van de teller aanwezig is (S1 is ingedrukt), is de uitgang van poort IC1b laag en is het display aan. Laat men S1 los, dan stopt de teller en zal er een getal op het display staan. Doordat echter de klokpulsen C2 hebben opgeladen (via D1), zal C2 vertraagd ontladen via R4. Na circa 8 seconden zal



de uitgang van poort IC1b hoog worden en gaat het display in blank-mode.

De opzet van de teller (IC3) is relatief eenvoudig. Hij is in de up-count-mode geschakeld door U/D aan V_{CC} te leggen. Voorts zijn de preset-ingangen (pennen 4, 12, 13 en 3) op binair '0001' geconfigureerd en heeft de teller normaal een telbereik van 0-9 (pen 9 aan massa). De dioden D2, D3 en D4 samen met weerstand R5 zorgen voor een logische AND-functie: indien de teller boven de zes komt, wordt de preset-waarde van 1 in de teller gelatched en telt hij opnieuw van 1 naar 6. Dit laatste is alleen het geval indien jumper J1 open is. Is deze gesloten, dan wordt de preset-puls op PREN onderdrukt en wordt er van 0-9 geteld.

Het decoder-IC (IC2) wordt direct aangestuurd door de teller via de A-, B-, C-, en D-inputs. De weerstanden die normaal voor elk segment van het display zijn geschakeld, zijn hier in de common-cathode-aansluiting geplaatst (R7, R8). Het voordeel hiervan is dat men het aantal weerstanden kan reduceren, een nadeel is echter dat de lichtsterkte van het display bij de diverse getallen kan fluctueren. Wordt de segmentstroom voldoende hoog gekozen, dan treedt er (licht)verzaadiging op en vallen deze lichtsterkte-fluctuaties niet meer op. De BL(ank)-input bepaalt of het display ingeschakeld is of niet. Wanneer men de schakeling in SMD-techniek gaat opbouwen, dan heeft dat geen consequenties voor het schema, maar uiteraard wel voor de componentenkeuze. Voor de weerstanden en C1 worden dan SMD-exemplaren gebruikt, de dioden worden vervangen door BAS32-typen en in plaats van conventionele IC's worden voor IC1...IC3 BT-versies toegepast.

Voor elco C2 werd in het prototype geen SMD-uitvoering gebruikt. De reden hiervoor is dat SMD-elco's duur zijn en in de regel kunnen deze, net als de andere passieve componenten, uitsluitend per 10 stuks geleverd worden. Overigens is het aan te raden om het display van de SMD-dobbelsteen op een voetje te monteren, zodat ook de ruimte onder het display kan

worden benut en de printafmetingen nog verder kunnen worden gereduceerd.

Als voeding kan men iedere willekeurig DC-voeding nemen van 5 tot 15 V. Door het geringe stroomverbruik zal een 9-V-batterij het heel lang uithouden.

Flipflop met CMOS-NAND

018

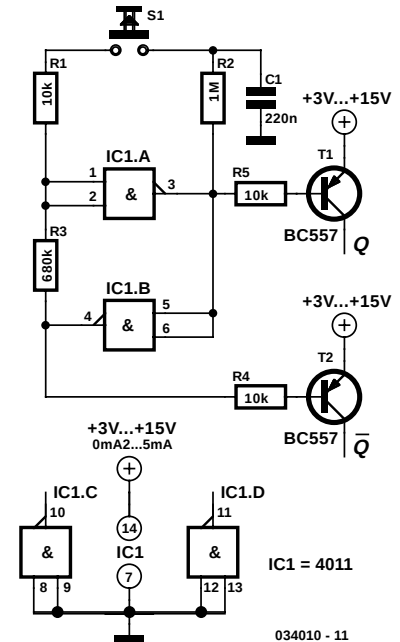
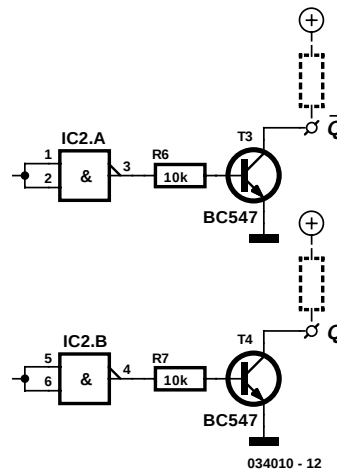
Ludwig Libertin

Met twee NAND-poorten of twee inverters uit een CMOS-IC kan gemakkelijk een flipflop worden gemaakt die met een drukknop bediend wordt. Na het inschakelen van de voedingsspanning is de uitgang van N2 logisch één, zodat T2 spert. Door een druk op de knop wisselt het uitgangsniveau van N2 naar logisch nul en gaat T2 geleiden. De polariteit van N1 is uiteraard steeds tegengesteld aan die van N2, zodat ook de transistoren beurtelings zullen geleiden.

Wanneer de uitgangsstroom maar heel klein is, kan de belasting eventueel ook rechtstreeks aan de poorten worden aangesloten. Houd er echter rekening mee dat bij de 4000-familie grotere poortstromen dan 0,5 mA verboden zijn! Daarom is het toch veiliger om altijd maar gewoon een stel (open-collector-) transistoren als driver te gebruiken.

Hoewel deze schakeling eigenlijk juist is ontworpen als zinvolle toepassing voor 'overtollige' poortjes in een bepaalde schakeling, vermelden we hier toch maar voor alle duidelijkheid dat ongebruikte poortingangen altijd op

een vaste potentiaal (plus of massa) moeten worden gelegd. De voedingsspanning mag bij CMOS-IC's tussen 3 V en 15 V liggen. De stroomopname van de schakeling bedraagt 0,2 à 0,5 mA (zonder belasting).



In-circuit batterijtester

019

Y. Archambault

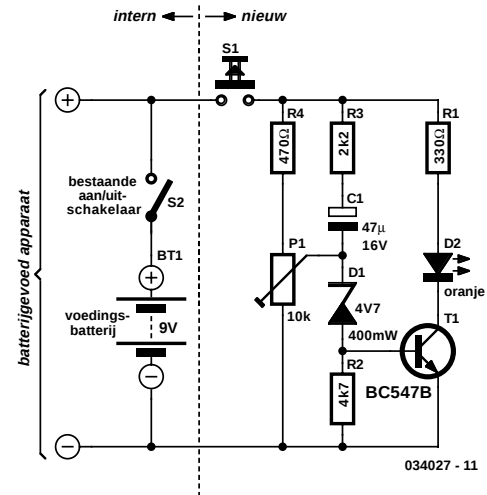
Deze kleine schakeling, die we net zo goed 'batterij-is-zwak-alarm' hadden kunnen noemen, is een uitbreiding die aan een bestaand apparaat kan worden toegevoegd om de toestand van de voedingsbatterij in de gaten te houden. Gelet op het kleine aantal onderdelen moet het mogelijk zijn om de schakeling, op drukknop S1 na, onder te brengen op een stukje experimenteerprint ter grootte van een postzegel. Het opgebouwde printje kan dan een plaatsje krijgen in een bestaand batterijgevoed apparaat zoals een radio, een multimeter, enz. Schakelaar S2 en de 9-V-batterij maken deel uit van het apparaat waarvan we de staat van de batterij willen controleren. De werking is eenvoudig: we drukken 2 à 3 seconden op S2 en weten dan meer over de staat van de batterij.

De schakeling kan in feite 3 toestanden detecteren:

- Als de batterij zwak is (of heel zwak, afhankelijk van de instelling van P1), zal LED D2 een keer meer of minder fel opflitsen waaruit de toestand van de "patiënt" is op te maken.
- Als de batterij in orde is, flitst de LED eenmaal en gaat daarna continu branden zolang we de drukknop ingedrukt houden.
- Laat de LED geen enkele reactie zien, dan mankeert er iets aan de batterijtester of aan het voedingsgedeelte van het te testen apparaat.

Houd er rekening mee dat de drempel tussen wel en niet oplichten niet scherp gedefinieerd is: Tussen de twee toestanden bevindt zich een overgangsgebied (LED licht min of meer op) van circa 30 mV. Hieraan went men echter snel en op het oog kan de conditie van de batterij dan nauwkeurig worden ingeschat.

Overbodig te zeggen dat het te testen apparaat ingeschakeld moet zijn om de tester te kunnen gebruiken. De batterij moet



immers belast worden om deze betrouwbaar te kunnen testen. Bij toepassing van een hoog-rendement-LED kan de waarde van R1 worden verhoogd tot bijvoorbeeld 1K8.

Weerstand R3 en R4 dienen ter bescherming van met name de transistor, die het loodje kan leggen bij basisstromen boven 5 mA.

Voor het geval dat we over een ander overgangsgebied of een andere spanning willen beschikken, (maar niet onder 4,5 V), moeten we de waarde van zenerdiode D1 aanpassen.

Het is ook mogelijk om de schakeling als overspanningsbeveiliging te gebruiken. De drukknop komt dan te vervallen en de print wordt direct op het te bewaken apparaat aangesloten. P1 wordt nu zo ingesteld dat onder normale condities de LED niet brandt. Wanneer de LED dan aan gaat, is er sprake van overspanning.

Klantnummer-display

020

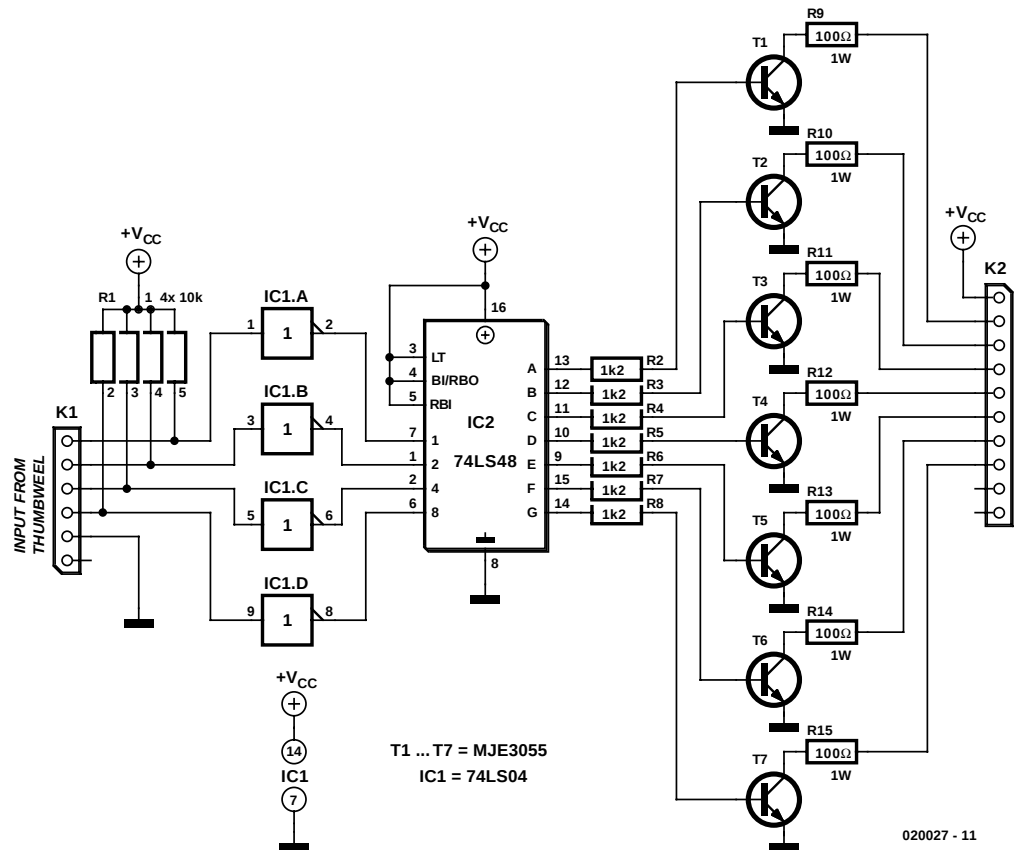
Ketan Mehta

Numer-displayen zijn tegenwoordig (helaas) erg in zwang om in postkantoren, banken en veel winkels de rij wachtende klanten duidelijk te maken wanneer ze aan de beurt zijn. Commerciële systemen hiervoor zijn bijna zonder uitzondering vrij kostbaar omdat ze doorgaans met behulp van een microcontroller zijn opgebouwd. Het hier gepresenteerde systeem is goedkoop en gemakkelijk te bouwen.

De schakeling maakt gebruik van BCD-duimwiel-schakelaars om elke gewenste waarde op het display te zetten. Deze schakelaars vormen een zeer betaalbaar alternatief voor een microcontroller. De uitgangen van de op J1 aangesloten duimwiel-schakelaars zijn voorzien van pull-up-weerstanden van 10 k Ω . IC1a...IC1b invertieren de signalen vervolgens, om het ingestelde getal om te zetten in een BCD-equivalent. Dit omgezette signaal wordt daarna toegevoerd aan de ingangen van een BCD-naar-zeven-segment-decoder (IC2) die rechtstreeks een common-cathode display kan aansturen. Omdat er voor een extra groot display echter meer stroom nodig is, zijn in dit

geval externe segment-drivers toegevoegd in de vorm van een stel MJE3055-transistoren. Aangezien deze een inverterende werking hebben, moet daardoor wel een common-anode (CA) display worden toegepast.

Het stroomverbruik van de schakeling is verwaarloosbaar vergeleken met dat van het display.



Symmetrische microfoonvoorversterker

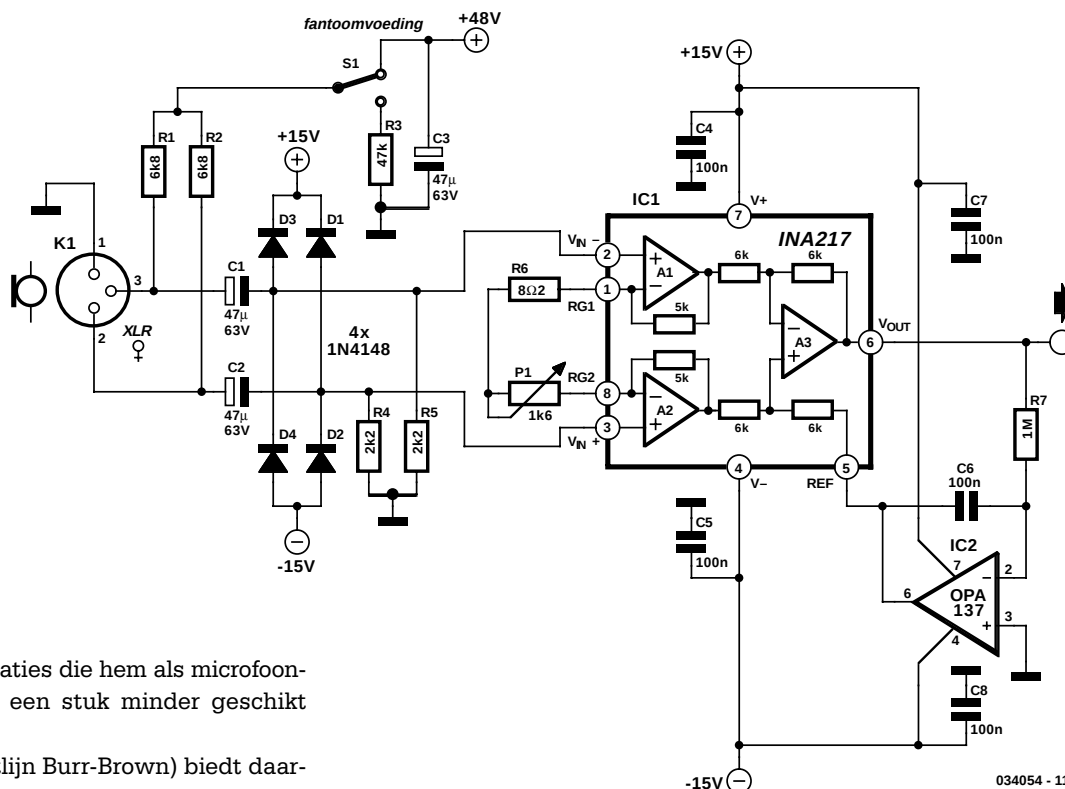
021

Een aantal jaren geleden alweer (in november '97) hebben we een stereo-microfoonvoorversterker beschreven die over symmetrische ingangen en een fantoomvoeding beschikte. De kern van die bewuste schakeling was een speciaal IC van Analog Devices: de SSM2017. Helaas is dit IC intussen uit productie en daarvoor in de plaats voert de betreffende fabrikant tegenwoordig een pincomparable AMP02 in het programma. Deze

opamp heeft echter specificaties die hem als microfoonversterker jammer genoeg een stuk minder geschikt maken.

Texas Instruments (productlijn Burr-Brown) biedt daarentegen een geïntegreerde instrumentatieversterker type INA217 aan, die voor dat doel betere eigenschappen bezit. Het IC wordt trouwens ook als vervanger van de SSM2017 aanbevolen. De interne current-feedback staat garant voor lage vervorming (THD+N is 0,004% bij 100 maal versterking), lage ruis van de ingangstrap (1,3 nV/√Hz) en hoge bandbreedte (800 kHz bij 100 maal versterking). Het voedingsspanningsbereik is $\pm 4,5$ V tot ± 18 V. De opgenomen stroom van de INA217 bedraagt ± 12 mA maximaal. De versterking wordt door de dimensionering van slechts één weerstand bepaald, namelijk de weerstand tussen pen 1 en pen 8 van het IC.

De hier afgebeelde schakeling betreft een standaard-applicatie van deze instrumentatieversterker. R1 en R2 leveren de aparte fantoomvoeding aan de aangesloten microfoon (vindt vooral toepassing bij professionele apparatuur). Met S1 kan deze in- en uitgeschakeld worden. C1 en C2 verhinderen dat de fantoomspanning op de ingangen van de versterker terechtkomt. Als er geen fantoomspanning wordt gebruikt, kunnen R1 en R2 ook vervallen en is het beter C1 en C2 in MKT uit te voeren. Om de ingangen van de INA217 te beschermen tegen hoge ingangsspanningen (bijv. het inschakelen van de fantoomspanning), zijn de dioden D1...D4 toegevoegd. R4 en R5 zorgen dat de ingangstrap van het IC op massapotentiaal



is ingesteld.

De versterking is variabel gemaakt door in serie met R6 potmeter P1 op te nemen. Voor P1 wordt een speciale omgekeerd logaritmische audio-potmeter aanbevolen, waardoor de volumeregeling toch volgens een evenredige dB-schaal werkt. Door de bias-stromen (12 μ A maximaal!) van de ingangen ontstaan over de ingangsweerstanden R4 en R5 offset-spanningen. Afhankelijk van de ingestelde versterking kan dat een behoorlijke offset (enkele volts) aan de uitgang opleveren. Wil men een ontkoppelcondensator aan de uitgang vermijden, dan vormt een actieve offset-regeling de oplossing. In deze schakeling wordt daartoe een FET-opamp met lage ingangs-offset (een OPA137) als integrator naar pen 5 teruggekoppeld, waardoor de uitgang altijd op 0 V zal staan. Deze opamp is niet in de signaalweg opgenomen en beïnvloedt de signaalkwaliteit dus niet. Natuurlijk kan men hiervoor ook andere low-offset-opamps toepassen.

Het stroomverbruik van de schakeling wordt hoofdzakelijk bepaald door de ruststroom van IC1, aangezien de OPA137 slechts 0,22 mA verbruikt.

(Texas Instruments appl.)

(034054)

Relais trekt minder stroom

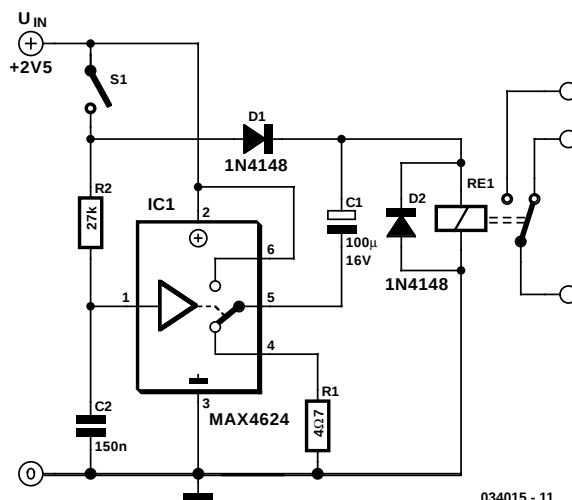
022

Relais worden veel gebruikt als elektrisch gestuurde schakelaars. In tegenstelling tot een transistor-schakelaar biedt het relais een schakelcontact dat elektrisch gescheiden is van het stuursig-naal. Een relais gebruikt echter een forse stroom, zeker in vergelijking met de transistorschakelaar. Dit kan voor batterijgevoede apparatuur een bezwaar zijn. Maar door wat toegevoegde componenten kan de stroom door de relais-spoel flink worden verminderd.

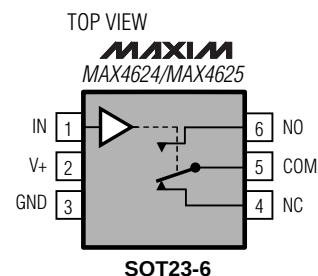
Het in de relaispoel ontwikkelde vermogen bedraagt U^2/R_{SPOEL} . Een relais met een nominale spoelspanning van 5 V heeft deze spanning inderdaad nodig om met voldoende snelheid het anker aan te trekken. In geactiveerde toestand blijkt echter minder spanning nodig te zijn om het anker aangetrokken te houden. Het hier gebruikte relais heeft een nominale spoelspanning van 5 V, maar spreekt al aan bij 3,5 V. Het relais valt pas af als de spanning daalt beneden een waarde van 1,5 V. De hier gebruikte schakeling gaat uit van een voedingsspanning van 2,5 V, maar zorgt voor voldoende spanning om het relais aan te spreken. In **tabel 1** zijn hiervan de resultaten te zien. De energiebesparing is aanzienlijk.

In het schema is te zien dat de MAX4624 hier een centrale rol speelt. Wanneer schakelaar S1 wordt gesloten, zal via D1 een stroom gaan vloeien door de relaispoel. Deze stroom is nog onvoldoende om het relais aan te spreken. Tegelijk zullen de condensatoren C1 en C2 worden opgeladen. De tijdconstanten zijn zodanig gekozen dat C1 al volledig is opgeladen voordat de spanning over C2 de drempelspanning van de analoge schakelaar heeft bereikt. Zodra deze drempelspanning is bereikt, zal de analoge schakelaar C1 in serie met de voedingsspanning schakelen. Hierdoor krijgt de relaispoel een spanning van 5 V, waardoor het anker met voldoende snelheid wordt aangetrokken. Hierna zal C1 geleidelijk ontladen, waardoor de spoelspanning weer zal dalen tot 2,5 V. Omdat deze laatste spanning nog boven de afvalspanning (1,5 V) ligt, zal het relais aangetrokken blijven.

De gekozen componentenwaarden hangen samen met het gebruikte relais. Weerstand R1 zorgt er voor dat de stroom door de analoge schakelaar beperkt blijft. De waarde van R1



034015 - 11



LOGIC	NC	NO
0	ON	OFF
1	OFF	ON

SWITCHES SHOWN
FOR LOGIC "0" INPUT

034015 - 12

Tabel 1. Vermogensdissipatie van het relais

spanning (V)	stroom (mA)	vermogen (mW)
5 (nominale spanning)	90	450
3,5 (aansprekspanning)	63	221
2,5 (in deze schakeling)	45	250

moet voldoende laag zijn om C1 snel te kunnen opladen. Bij een te lage waarde echter zal de piekstroom door de analoge schakelaar de toegestane waarde van 400 mA overschrijden. De piekstroom kan worden berekend met: $I_{\text{Piek}} = (V_{\text{in}} - V_{\text{D1}}) / (R1 + R_{\text{ON}})$. Hierbij is R_{ON} de weerstand van de geactiveerde analoge schakelaar en deze bedraagt volgens de fabrikant 1,2 Ω . Ook de waarde van C1 hangt af van het gebruikte relais. Een zwaardere relais zal meer lading nodig hebben om goed aan te spreken.

De waarden voor R2 en C2 moeten zodanig worden gekozen dat C1 voldoende tijd krijgt om op te laden. Een goede regel is om de tijdconstante $R2C2$ zeven maal zo groot te maken als $(R1 + R_{\text{ON}}) \times C1$. De tijdconstante $R2C2$ zorgt tevens voor een tijdvertraging tussen het sluiten van S1 en het aanspreken van het relais. Een onnodig grote waarde voor $R2C2$ kan leiden tot een ongewenst lange vertraging.

Een uitgebreide datasheet van de MAX4624 is te vinden op de website van de fabrikant:

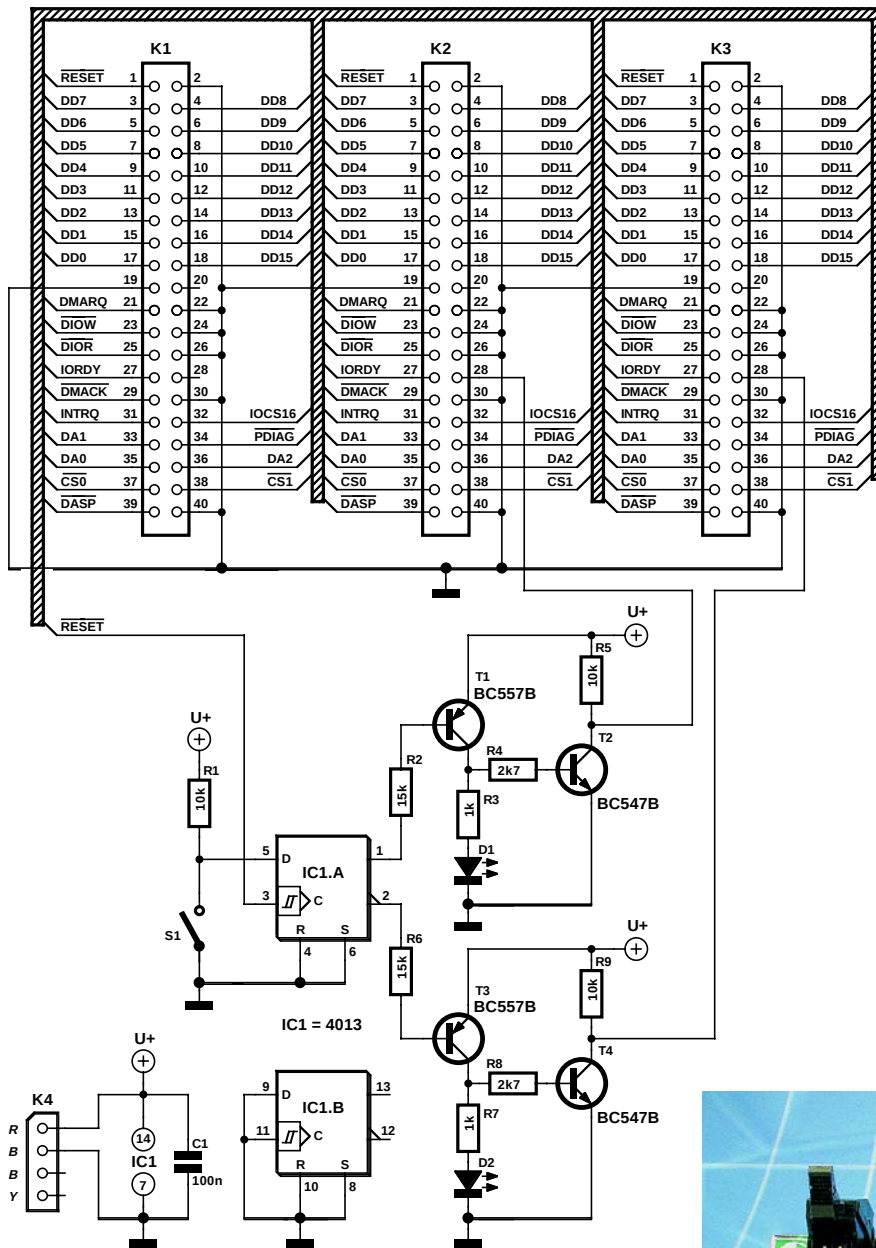
<http://www.maxim-ic.com/>

(034015)

bron: Maxim design showcase

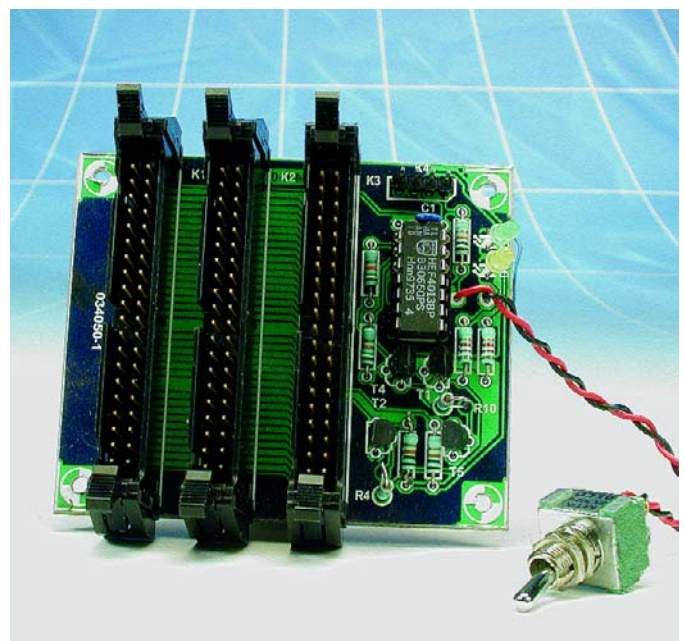
Harddisk-selector

023



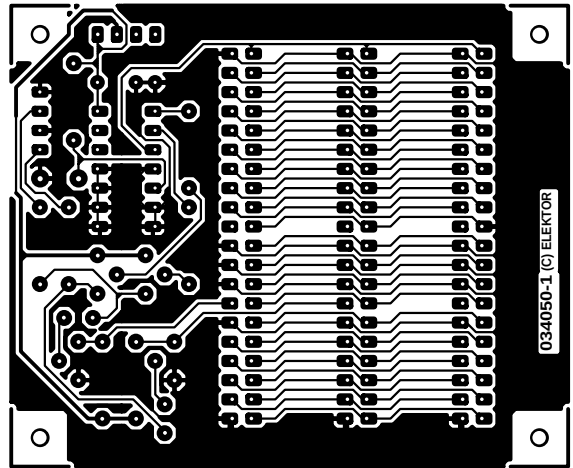
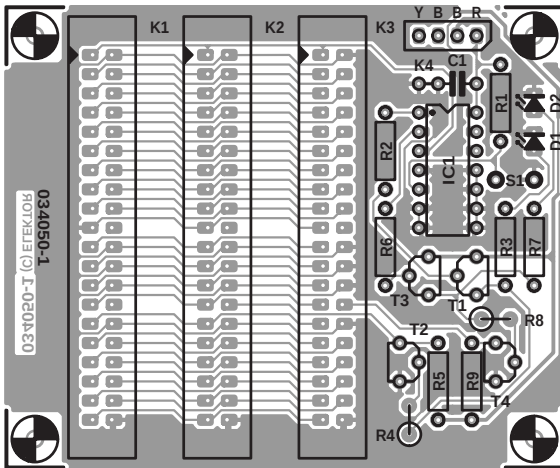
– is dat geen linke bedoening? Dat is misschien te veel gezegd, maar het veiligst blijft om twee verschillende besturingssystemen op een PC te installeren, zodat men nog steeds zonder problemen met het 'oude' besturingssysteem kan werken, mocht het nieuwe systeem niet aan de eisen (of smaak) voldoen.

Voor zo'n 'dubbelsysteem' wordt vaak een software-matige oplossing toegepast. Een zogenaamde bootmanager kan er voor zorgen dat de gebruiker tijdens het opstarten van de computer kan kiezen welke harde schijf gebruikt moet worden om op te starten. Helaas werkt dit niet altijd feilloos en meestal wordt bij het installeren van een nieuw besturingssysteem deze bootmanager vervangen door een standaard bootloader van het besturingssysteem. De software opnieuw installeren is dan vaak het enige dat erop zit. De oplossing die we hier aandragen kent bovengenoemd probleem niet. Het gaat hier om een hardware-oplossing die er voor zorgt dat tijdens het starten van de computer de primaire en secundaire harde schijf desgewenst 'van plaats verwisselen'. Voor de computer (en de daarop draaiende software) lijkt het dan alsof deze



De laatste paar jaren is het aanbod aan besturingssystemen flink toegenomen. Er zijn verschillende gratis(!) besturingssystemen bijgekomen, zoals BeOS, OpenBSD en Linux. Deze systemen zijn ook nog eens in verschillende smaken en kleuren te verkrijgen (lees: versies en distributies). Ook Windows is Windows niet meer, want hiervan bestaan inmiddels diverse uitgaven (Windows 95, 98, ME, NT, XP). De computergebruiker kan dus kiezen uit een ruim assortiment voor wat betreft het te gebruiken besturingssysteem. Een nadeel is dat niet alle hardware (even goed) functioneert onder de verschillende besturingssystemen en wat software betreft is het ook lang niet allemaal compatibel. Met andere woorden: een goede keuze maken is lastig.

Overstappen van het ene besturingssysteem naar het andere



Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1 = 10 k
R2, R6 = 15 k
R3, R7 = 1 k
R4, R8 = 2k7
R5, R9 = 10 k

Condensatoren:

C1 = 100 n

Halfgeleiders:

D1 = low-current-LED
geel
D2 = low-current-LED
groen
IC1 = 4013
T1, T3 = BC557B

T2, T4 = BC547B

Diversen:

K1...K3 = 40-polige
boxheader
K4 = 4-polige SIL-
pinheader
S1 = schakelaar 1 x maak
print: EPS 034050-1 (zie
Service-pagina's)

twee harde schijven daadwerkelijk van plaats zijn veranderd. De truc die in dit geval wordt toegepast is mogelijk dankzij een voorziening in de IDE-specificaties die de naam 'Cable-Select' draagt. Bij iedere IDE-harddisk is er de mogelijkheid om te kiezen tussen Master/Slave en CableSelect. Deze laatste houdt in dat de harde schijf aan de hand van een signaal op de IDE-kabel kan zien of hij nu als Master of als Slave moet functioneren. Om deze reden is bij iedere IDE-kabel tussen de aansluitingen voor de twee harde schijven een ader onderbroken (of de desbetreffende pen is uit de connector verwijderd). Hierdoor krijgt de ene een laag niveau aangeboden op pen 'CS' en de andere (aan het uiteinde van de kabel) een hoog niveau.

Bijgaande schakeling wordt aangesloten op de IDE-bus van het moederbord via connector K1. Van hieruit worden de meeste signalen direct naar de twee andere connectoren (K2 en K3) geleid. Op K2 wordt een IDE-harddisk aangesloten en op K3 de tweede. Bij het inschakelen van de computer en bij het resetten van de computer zal er een puls verschijnen op de RESET-leiding van de IDE-interface. Hierdoor wordt flipflop IC1a geklokt en zal afhankelijk van de stand van schakelaar S1 uitgang Q 'hoog' of 'laag' worden. $\bar{Q}$ is natuurlijk altijd het tegenovergestelde van Q. Laten we er even van uitgaan dat de schakelaar tijdens het opstarten gesloten is. De D-ingang van IC1a heeft dan een logisch laag niveau. Na de reset-puls zal uitgang Q ook 'laag' zijn.

Door dit lage niveau aan de Q-uitgang zal transistor T1 in geleiding gaan. De stroom die nu door T1 loopt zal er voor zorgen dat LED D1 gaat oplichten en transistor T2 in geleiding gaat. Via connector K2 zal de harde schijf die hierop is aangesloten een laag niveau zien op de CS-pen en daardoor zal deze harde schijf zich als master-drive gaan gedragen en dus voor

de computer als C-drive zichtbaar zijn. Op de $\bar{Q}$ -uitgang zal als gevolg van de reset-puls een hoog niveau verschijnen. Hierdoor zullen T3 en T4 ook niet geleiden, met als gevolg dat LED D2 gedoofd is en de harde schijf die op connector K3 is aangesloten een hoog niveau krijgt aangeboden op zijn CS-pen. Dit is voor de harde schijf het teken dat hij als slave-drive moet functioneren (D-schijf).

Indien schakelaar S1 open zou zijn tijdens de reset-puls, is de situatie natuurlijk omgedraaid en zal de harde schijf op connector K2 als D-schijf geschakeld zijn en de tweede als C-schijf.

Flipflop IC1 is toegevoegd om te voorkomen dat de harde schijven van plaats verwisselen tijdens bedrijf. Dit kan namelijk desastreus gevolgen hebben voor de gegevens op de harde schijf en hoogstwaarschijnlijk zal de computer dan ook crashen. Tijdens bedrijf mag men dus gerust de schakelaar in een andere stand zetten, zonder dat dit gevolgen heeft voor de werking van de computer. Alleen tijdens een reset kan de toestand van de flipflop en dus ook de configuratie van de harde schijven veranderen.

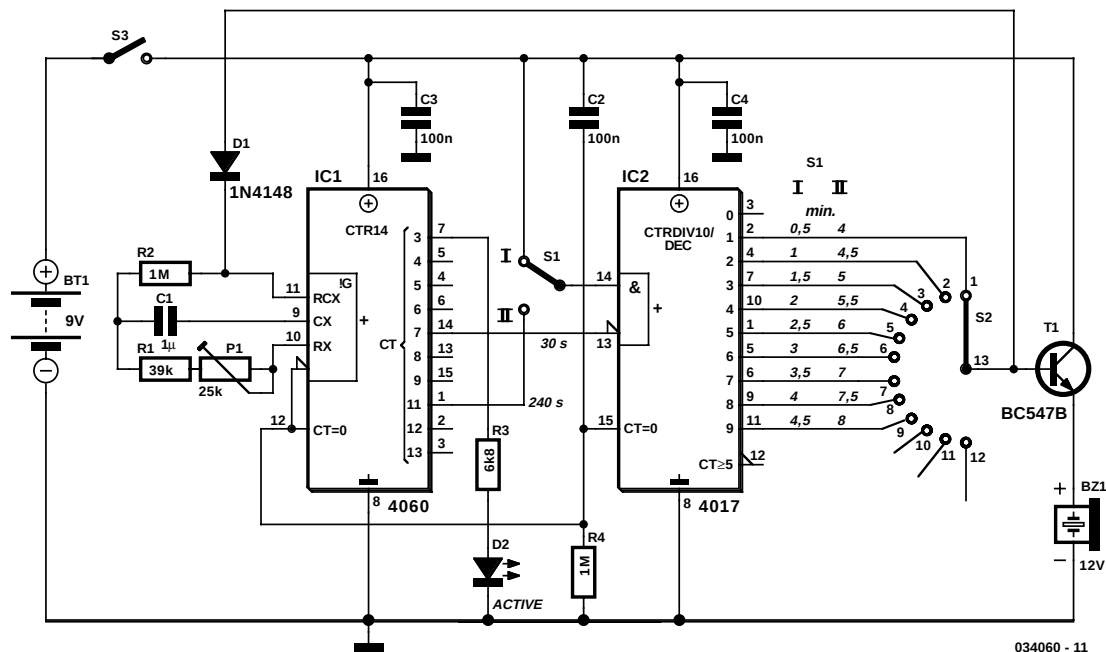
De voeding voor de schakeling komt van een voedingssteker voor een 3,5"-drive. Het voordeel van deze steker is dat deze zonder problemen past op een standaard 4-polige header. Wel moet men tijdens het aansluiten letten op de juiste polariteit. De rode aansluitdraad moet op pen 1 worden aangesloten.

Het opbouwen van de harddisk-selector op de afgebeelde print is een simpele klus. Bij het aansluiten van de schakeling heeft men drie IDE-kabels nodig. Het beste kan men korte kabels gebruiken met maar twee aansluitingen, waarvan alle pennen 1:1 doorverbonden zijn (dus geen onderbreking in CS-lijn). De IDE-connector op het moederbord wordt via een kabel verbonden met K1. Vanuit K2 gaat dan een kabel naar de eerste harde schijf en vanaf K3 gaat een kabel naar de tweede harde schijf. Het is dus niet mogelijk om meer dan twee harde schijven aan te sluiten op deze schakeling. Ook dient men er goed op te letten dat bij beide harde schijven de jumper staat ingesteld op CableSelect. Zie hiervoor de handleiding van de harde schijf in kwestie.

(034050)

Eierwekker

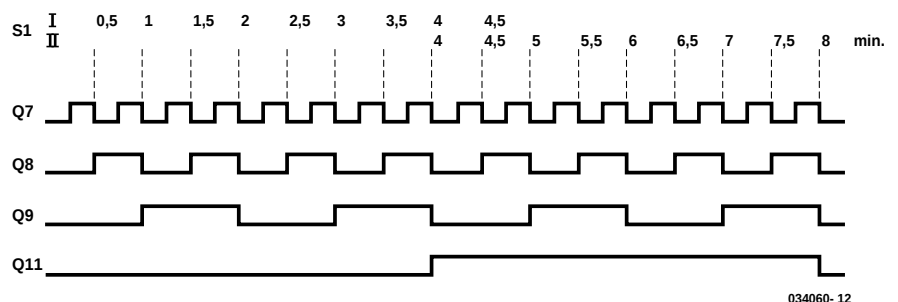
024



Dat niet alles vandaag de dag met een microcontroller hoeft te werken bewijst deze even simpele als functionele eierwekker maar weer eens. De schakeling bestaat uit slechts twee IC's uit de standaard 4000-logicaserie, een meerstanden-draaischakelaar en nog wat losse onderdelen. De combinatie van een teller/oscillator 4060 en een tienteller 4017 is zeker niet nieuw, maar ze vormt een ideale combinatie voor timers waarbij lange en in stappen in te stellen tijden nodig zijn. De schakeling kan zo met een 9-V-batterij gevoed worden, zonder dat een spanningsstabilisator nodig is. Als signaalgever wordt een 12-V-buzzer gebruikt, die gewoonlijk ook nog bij een veel lagere spanning prima werkt.

We gaan hier niet de werking uitleggen van de twee IC's; daarvoor verwijzen we naar de respectievelijke datasheets. Voor de oscillator van de 4060 is de RC-uitvoering gekozen, omdat standaardkristallen en -resonators te hoge frequenties hebben (zelfs 32768 Hz is nog veel te hoog) en de gewenste tijd daarmee niet te halen is. De tijden zijn door de RC-oscillator ook gemakkelijker voor eigen gebruik aan te passen. Wordt de oscillatorfrequentie bijvoorbeeld gehalveerd, dan ontstaat er een bereik van 1 tot 16 minuten in stappen van 1 minuut.

Het bereik is in twee delen opgesplitst door gebruik te maken van het feit dat de 4017 aan de ingang een AND-poort heeft (met een geïnverteerde ingang). De twee bereiken overlappen elkaar met twee standen. De oscillator is nu zo gedimensioneerd dat deeltal 2^8 (pen 14) een periodetijd van 30 seconden heeft en IC2 om de 30 seconden een klokpuls krijgt. De oscil-



lator moet dus op 8,5333 Hz afgeregeld worden. Na reset is de eerste uitgang actief en kan dus niet gebruikt worden. Staat S1 in stand I, dan is pen 14 van IC2 met de plus doorverbonden en wordt deze ingang als enable gebruikt. Direct na de eerste puls van de 4060 wordt de tweede uitgang van IC2 'hoog' (reeds na een halve minuut dus). De opvolgende uitgangen worden afwisselend een klokpuls later actief en geven dus de standen 1...4,5 minuut.

Het tweede bereik (II) van S1 verbindt de 'enable' van IC2 met deeltal 2^{12} (pen 1) van de 4060. Deze uitgang wordt 4 minuten na de reset 'hoog' (vandaar dat hier 240 s staat en niet de periodetijd van 480 s). Daar de 4060 een asynchrone teller is, wordt deze uitgang iets later 'hoog' dan uitgang 2^8 'laag' wordt. Deze vertraging is voor de 4017 een juiste conditie voor een extra klokpuls. De uitgangen van de 4017 zullen dan eenmaal voorwaarts tellen. De tweede uitgang wordt zo dus na 4 minuten actief en de rest na 4,5...8 minuten.

Met schakelaar S2 kiest men de juiste tijdsduur. De uitgang van S2 is direct met emittervolger T1 doorverbonden en activeert de buzzer als het niveau op de looper van de schakelaar 'hoog' wordt. Tevens wordt dan met diode D1 de teller van IC1

ge-disabled, doordat de ingang van de oscillator permanent 'hoog' blijft. De buzzer blijft dus actief tot men de schakeling uitzet.

De eerste telleruitgang van de 4060 is met een LED (D2) verbonden, die aangeeft dat de schakeling actief is en de batterij nog niet leeg is. De knipperfrequentie bedraagt ongeveer 0,5 Hz. De stroom door de LED is op een bescheiden 1 mA ingesteld, omdat de LED voor een groot deel de stroomopname bepaalt. Die schommelt nu tussen 0,5 en 1,5 mA, waardoor het gemiddelde stroomverbruik, zolang de tijd nog loopt, ongeveer 1 mA bedraagt. De door ons in het prototype

toegepaste buzzer verhoogde bij activering het stroomverbruik tot zo'n 13 mA, maar dat is natuurlijk afhankelijk van het toegepaste exemplaar.

De schakeling werkt in principe op elke voedingsspanning tussen 3 en 16 V. Wel dient men bij de keuze van de buzzer rekening te houden met de gebruikte voedingsspanning. De hoogte van de voedingsspanning heeft ook een kleine invloed op de ingestelde tijd, maar in de praktijk bleek de afwijking onder 5% te blijven – daar zullen de eieren zich dus bar weinig van aantrekken.

De auteur heeft voor deze schakeling een print ontworpen, waarvan de layout in Eagle-formaat van de Elektuur-website kan worden gedownload (EPS 024017-1). Daar is ook het HEX-bestand voor de EPROM te vinden (EPS024017-11).

Multisound voor gitaar

026

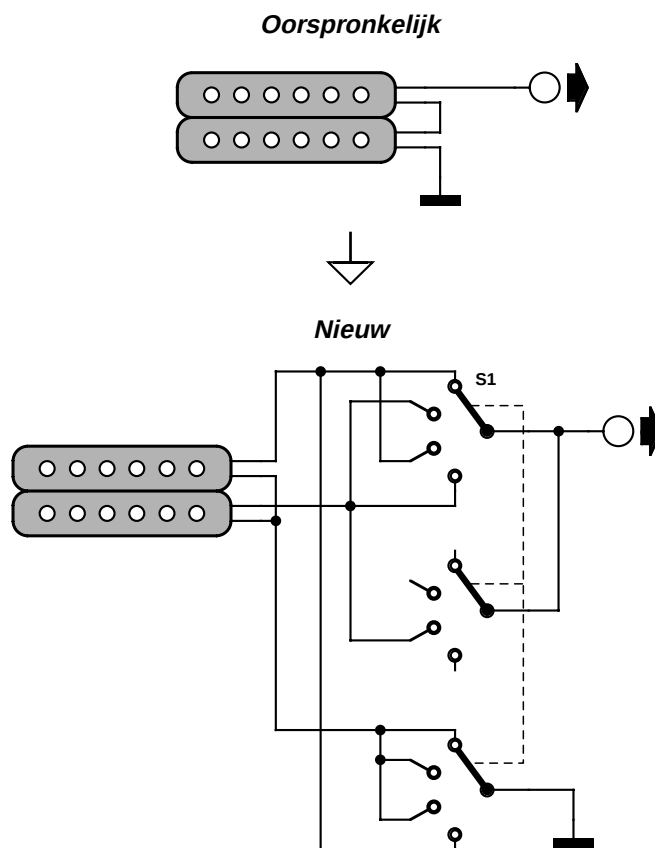
Elektrische gitaren gebruiken spoelen (door gitaristen elementen genoemd) om de trilling van de snaren om te zetten in een elektrisch signaal. Meestal hebben gitaren meer dan één element ingebouwd, waarbij de muzikant via een schakelaar kan kiezen welk element of elementen worden gebruikt om het signaal op te wekken. Door de verschillen in opbouw van de elementen én de verschillende plaatsen waar de elementen zijn bevestigd, klinkt ieder element weer anders.

De elementen zijn grofweg in twee categorieën onder te verdelen. Zo zijn er de zogenaamde 'single-coils' en 'humbuckers'. Single-coil elementen zijn elementen die per snaar één kern plus spoel bevatten. Humbuckers zijn te beschouwen als twee elementen die in serie geschakeld zijn.

Veel van deze humbuckers hebben vier aansluitingen (eigenlijk twee single-coils met elk twee aansluitingen). Deze twee losse spoelen worden meestal vast bedraad, waardoor ze altijd in serie worden gebruikt.

De hier voorgestelde schakeling maakt het mogelijk om een humbucker met vier aansluitingen te gebruiken in maar liefst vier verschillende modes die elk een heel eigen sound geven. Het enige dat daarvoor aan de gitaar veranderd moet worden, is de bedrading plus het toevoegen van een vierstanden-schakelaar. Dit laatste vereist natuurlijk boren in de gitaar, maar als er een slagplaat aanwezig is (bijv. à la Stratocaster), is het verstandiger om de schakelaar op die slagplaat te monteren. Op deze manier hoeft er niet in het hout geboord te worden en blijft de (dure) gitaar redelijk ongeschonden.

Het schema laat zien hoe een en ander er in elektrisch opzicht uitziet vóór en na de multisound-modificatie.



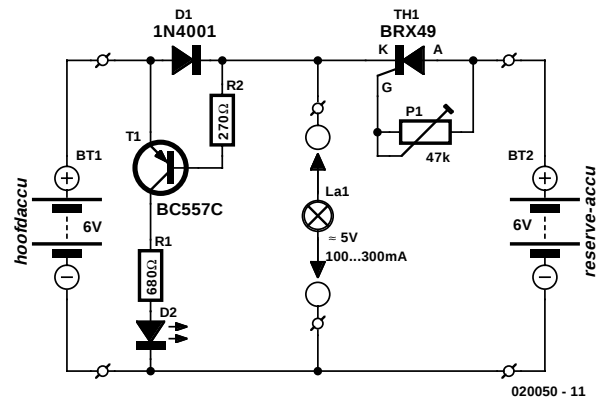
Automatische accu-omschakeling

Karlheinz Lorenz

Deze voor twee 6-V-accu's ontworpen schakeling zorgt dat er automatisch omgeschakeld wordt van hoofd- naar reserveaccu als de eerste leeg begint te raken. Het slimme daarbij is dat de feitelijke omschakeling uit slechts twee componenten bestaat en toch spanningsafhankelijk en instelbaar is. Als actief element fungeert een kleine thyristor van het type BRX49 die tussen de belasting en de reserve-accu geschakeld is. Voor de afregeling wordt als belasting een gloeilampje van 100 mA gebruikt, maar in de praktijk mag straks elke verbruiker worden aangesloten met een maximale stroomopname van 300 mA bij 5 V.

De werking van het geheel is simpel. De spanning over de thyristor is gelijk aan het verschil tussen de twee accuspanningen. In het begin – als beide accu's vol zijn – is de spanning over beide accu's gelijk. De thyristor is dan gesperd omdat er geen spanning over valt en er via P1 ook geen gate-stroom loopt. Wanneer hoofdaccu HA ontladen wordt, zal de spanning over de verbruiker langzaam dalen. De anode van de thyristor wordt daardoor steeds positiever ten opzichte van de kathode en gate. Via P1 gaat er dan een gate-stroom lopen waarvan de grootte wordt bepaald door de spanningsval over de thyristor en de waarde van de instelpotmeter. Zodra de triggerdrempel wordt bereikt, ontsteekt de thyristor (hij gaat dus geleiden), zodat nu reserveaccu RA met de belasting wordt verbonden. Daarnaast zorgt de hogere spanning van de reserveaccu ervoor dat D1 gaat sperren, zodat er geen stroom van reserve- naar hoofdaccu kan vloeien.

D1 heeft trouwens nog een tweede functie, want deze diode maakt ook deel uit van het rond T1 opgebouwde indicatiecircuit. Genoemd circuit werkt als volgt: Zolang er stroom vanuit



de hoofdaccu via D1 naar de belasting vloeit, zal T1 via R1 van basisstroom worden voorzien. T1 geleidt dan en LED D2 geeft aan dat de hoofdaccu in bedrijf is. Na het omschakelen zal door het sperren van D1 ook T1 uit geleiding gaan, zodat de LED onmiddellijk dooft.

Voor het afregelen wordt alleen de reserveaccu aangesloten en wordt de hoofdaccu tijdelijk vervangen door een regelbare voeding. P1 wordt om te beginnen op maximum gedraaid en de voeding wordt ingesteld op dezelfde spanning als die van de reserveaccu. De LED licht dan op. Daarna regelt men de voeding terug tot ongeveer 5,3 V en verdraait P1 langzaam tot er omgeschakeld wordt (de LED gaat dan uit).

Het is verstandig om hierna de voedingsspanning nog even omhoog en weer omlaag te draaien om te controleren of het omschakelpunt nog klopt. Eventueel kan P1 nog iets worden nageregeld.

Schakelbord met terugmelding voor Märklin-wissels

028

Nils Körber

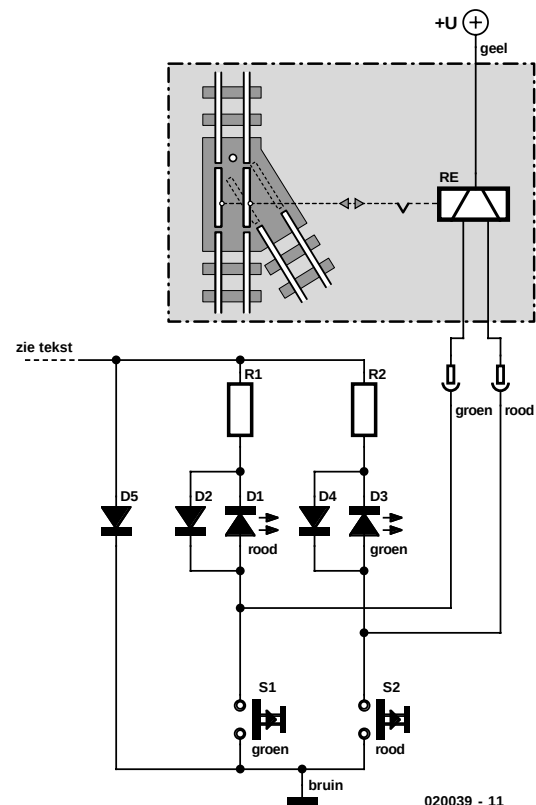
De wisselbesturingen 74490 voor C-rails en 7549 voor K-rails van spoor H0, alsmede 5625 voor spoor 1 zijn door Märklin voorzien van een eindstop. De hier beschreven schakeling maakt door middel van twee LED's de stand van een wissel zichtbaar.

De bovengenoemde wissels zijn uitgerust met een dubbele spoel. Door het aanleggen van een spanning (drukken van een toets die de verbinding naar massa maakt) aan spoel 1 wordt de wissel op 'rechtuit' gezet, door een spanning op spoel 2 op 'afbuigen'. Bij schakelborden van Märklin is er per wissel een groene drukknop voor spoel 1 en een rode voor spoel 2. Deze kleuren worden ook gebruikt om de aansluitingen te markeren. Voorts is de voedingsplus geel gemerkt en de massa bruin.

Meteen na het omschakelen onderbreekt een in de besturing geïntegreerd eindcontact de voeding en voorkomt zo overbelasting. Tegelijk wordt via een tweede contact de andere tak met de voedingsspanning verbonden, zodat nu deze tak kan worden geschakeld.

In deze terugmeld-schakeling loopt niet alleen stroom door de spoel in kwestie, maar ook door de bijbehorende LED. Naast de LED zijn nog een voorschakelweerstand, een beveiligingsdiode en een gelijkrichtdiode nodig. De twee low-current-LED's belasten de wisseltrafo met slechts 2 mA (rood), respectievelijk 4 mA (groen). R1 en R2 begrenzen de LED-stroom, D1 en D2 beschermen de LED's tegen geïnduceerde spanningspieken. Diode D3 fungeert als gelijkrichter en deze kan voor meerdere terugmelders tegelijk dienst doen.

Een bijzonderheid van deze schakeling is dat de LED ook oplicht wanneer de bijbehorende drukknop bediend wordt, ook al is de desbetreffende tak niet met de voedingsspanning verbonden. Wil men dit niet, dan moet elke tak van een eigen gelijkrichtdiode worden voorzien.



Indien gewenst kunnen meerdere LED's in serie geschakeld worden en er kunnen in plaats van low-current-typen ook gewone LED's worden gebruikt. De waarde van de voorschakelwestanden dient dan wel te worden aangepast. In plaats van twee afzonderlijke drukknoppen kan natuurlijk ook een standaard schakelbord worden toegepast, zoals bijvoorbeeld het type 7272 van Märklin. De terugmeldschakeling blijft in dat geval gewoon hetzelfde.

Case-modding

Steffen Büching

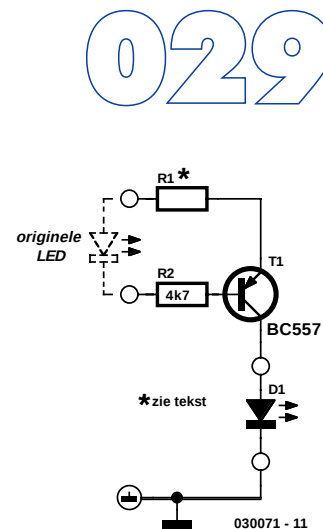
Over de zin en onzin van case modding (veranderingen aan de PC-behuizing), louter uit cosmetische redenen, kan men lang en breed discussiëren.

Normaal gesproken worden aan de buitenkant van een PC low-current-LED's toegepast voor mededelingen over de zieleerselen van het inwendige van een PC. Dat bespaart energie, maar veel licht geven die niet. De low-current-LED kan niet zomaar worden vervangen door superheldere LED's, omdat je dan al gauw 20 mA in plaats van 2 mA stroom nodig hebt. Het kan zelfs gebeuren dat de LED-drivers op het moederbord de geest geven.

Het probleem is op te lossen door een kleine externe stuurtrap te gebruiken: Monteer in plaats van de originele LED twee weerstanden en een transistor op een stukje gaatjesprint. De nieuwe superheldere LED wordt dan aangesloten tussen de uitgang van deze stroombron en een vrije massa-aansluiting (bijvoorbeeld de bijna nooit gebruikte IR-poort) van het moederbord of een massa-aansluiting van de PC-voeding.

R1 zorgt voor de constante stroom. Superrode LED's hebben 20 mA nodig ($R1 = 150 \Omega$), superblauwe daarentegen maar 10 mA ($R1 = 75 \Omega$).

Vanwege de grote verscheidenheid aan moederborden is het van te voren niet te zeggen of de driver het zal doen in een specifiek geval. Maar we kunnen er met een simpele meting wel achter komen: Meet met een universeelmeter (op VDC ingesteld) de spanning tussen de plus-aansluiting van de LED (meestal de rode draad of de aansluiting die met een pijltje wordt gemarkeerd op de LED-steker-verbinding). Als deze spanning +5 V is en blijft, of de LED nu wel of niet brandt, dan zal de schakeling het doen.



IrDA-uitbreiding

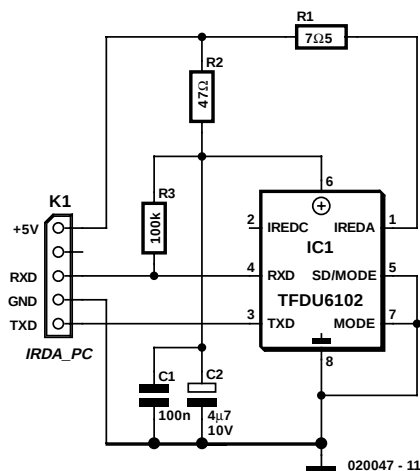
Albert Bitzer

Veel moderne moederborden zijn voorzien van een infrarood-aansluiting volgens de IrDA-standaard, maar deze wordt niet vaak gebruikt. Dit terwijl het een kleine moeite is hier een geschikte zend- en onvangmodule voor te bouwen en met de connector op het moederbord te verbinden. Zoals de schakeling laat zien, is hier gelukkig geen uitgebreide berg IC's voor nodig. Er zijn namelijk speciale IC's voor zo'n IrDA-interface verkrijgbaar, die met slechts een paar passieve componenten uitgerust dienen te worden om tot een werkend geheel te komen. De auteur dezes heeft de schakeling met de TFDU5102 van Vishay Semiconductors (het voormalige Telefunken) al vele malen met succes opgebouwd. Mocht genoemde IrDA-transceiver niet meer verkrijgbaar zijn, dan kan zonder meer de snellere en in grote mate pen en functie-compatibele TFDU6102 toegepast worden. Bovendien voldoet deze component ook aan de nieuwste IrDa-specificaties.

Deze low-power transceiver TFDU6102 ondersteunt IrDA tot 4 Mbit/s (FIR), HP-SIR, Sharp ASK evenals de draaggolf-gebaseerde afstandsbedieningsstandaarden tot 2 MHz. Het IC bevat een foto-pindiode, een infraroodzender en wat CMOS-stuurlogica. Bovendien is het IC intern beveiligd tegen in- én uitstraling van elektromagnetische storing, zodat extern afschermen niet noodzakelijk is.

Het IC werkt met voedingsspanningen tussen 2,7 en 5,5 V en is hiermee buitengewoon geschikt voor toepassing in zowel desktop-PC's als notebooks, palmtops en PDA's. Ook wordt deze component reeds toegepast in digitale foto- en videocamera's, printers, fax-apparaten, kopieermachines, projectors, enzovoort. Speciaal voor dit IC heeft de auteur een kleine print van 20x20 mm ontworpen. De transceivers zijn vanzelfsprekend alleen in SMD-uitvoering verkrijgbaar. De TFDU6102 in de zogenaamde 'baby-face'-behuizing is in een staande en liggende uitvoering verkrijgbaar. Hier wordt de staande versie gebruikt (suffix TR3). De opgebouwde print kan door de geringe afmetingen bijvoorbeeld gemakkelijk achter een slotplaat van de PC gemonteerd worden. De verbinding met het moederbord wordt verzorgd door een vijfaderige platte kabel, waarbij de penbezetting van header X1 natuurlijk overeen

030



Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1 = 7Ω5 (1210)
R2 = 47 Ω (1206)
R3 = 100 k (1206)

Condensatoren:

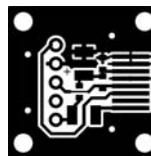
C1 = 100 n (1206)
C2 = 4μ7 (1210)

Halfgeleiders:

IC1 = TFDU6102TR3
(Vishay, verkrijgbaar bij Farnell)

Diversen:

X1 = 5-polige boxheader
Print-layout van auteur is beschikbaar op de Elektuur-site, nr. 020047-11

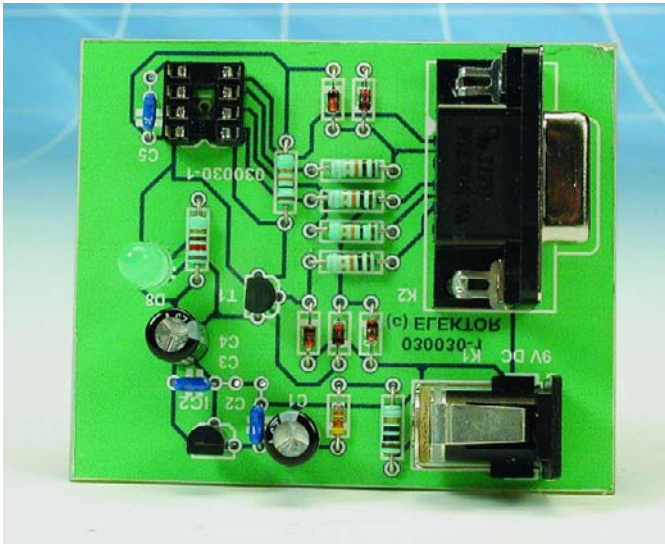


moet komen met de aansluiting op het moederbord.

Na het opbouwen van de module moet waarschijnlijk nog de UART voor de IrDA-aansluiting in het BIOS geactiveerd worden.

Hierna zal het (Windows-) besturingssysteem bij het booten het nieuwe device herkennen en automatisch installeren. Misschien wordt hierbij nog even om de Windows installatie-CD gevraagd. Op Internet zijn talloze (gratis) programma's te vinden die gebruik maken van de IrDA-poort.

Programmeer-tool voor ATtiny15



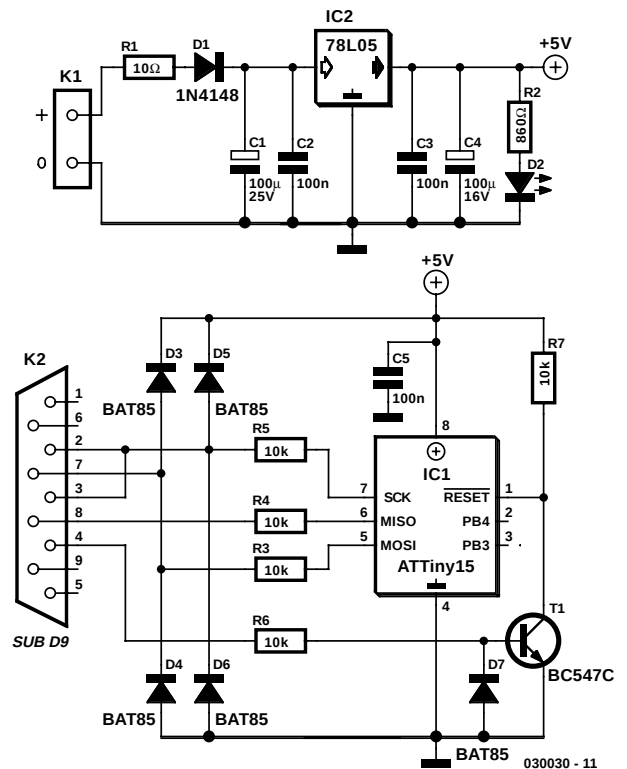
Helmut Volmer

Voor eenvoudige applicaties waarbij maar weinig I/O nodig is, is een kleine microcontroller zoals de ATtiny15 van Atmel ideaal. Er zijn twee I/O-lijnen, een flash-geheugen van 1024 bytes en een EEPROM van 64 bytes beschikbaar, dit alles in een achtpens behuizing. Een geschikt programmeerapparaat is in de vorige Halfgeleidergids (Eenvoudige AVR-programmer, 7-8/2002) al beschreven. Met de programmeer-software die daarbij echter gebruikt werd, was het niet mogelijk voor het project van de auteur - een meerkanaals dimmer - het calibratie-

```
.equ    lastflash    =0x1fff

Reset:
ldi     ZL,LOW(lastflash*2)+1
ldi     ZH,HIGH(lastflash*2); //FLASHEND
lpm     ;in laatste geheugenadres calibratieregister van het PROM
out     OSCCAL,r0
```

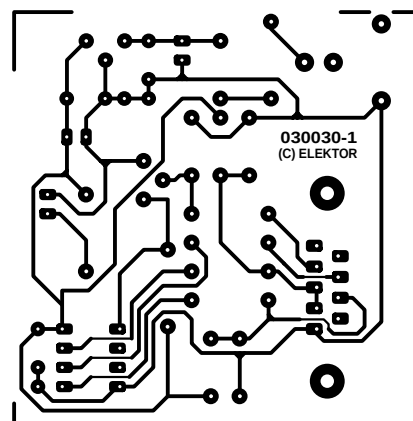
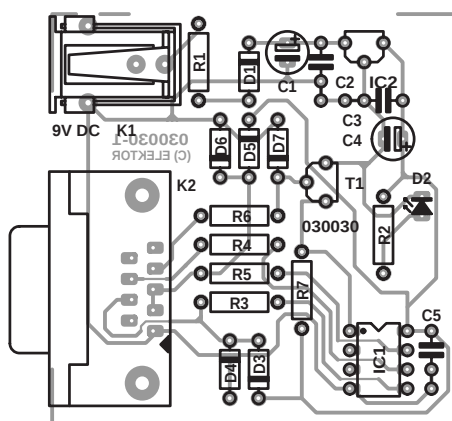
1



register voor het afregelen van de interne oscillator te lezen en in het flash-geheugen te kopiëren.

De ontwerper van deze schakeling heeft daarom een programmeer-tool geschreven, dat vrijwel dezelfde hardware (**figuur 1**) gebruikt. Alleen de RxD- en TxD-lijnen zijn aangesloten, om tijdens het programmeren van de controller wat tijd te besparen. De programmeer-klok wordt verzorgd door een via de seriële interface verstuurd byte. Wachttijden worden zo geminimali-

2



Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1 = 10 Ω

R2 = 820 Ω

R3...R7 = 10 k

Condensatoren:

C1,C4 = 100 μ /25 V radiaal

C2,C3,C5 = 100 n

Halfgeleiders:

D1 = 1N4148

D2 = LED groen

D3...D7 = BAT85

IC1 = 78L05

T1 = BC547C

Diversen:

IC1 = 8-polige DIL-

programmeer-socket

K1 = laagspanningsbus voor
printmontage

K2 = 9-polige sub-D-
connector voor

printmontage, haaks,
female

Print EPS 030030-I (zie
service-pagina's)

Floppy met software EPS
030030-I I

Print-layout en software zijn
ook gratis beschikbaar op
www.elektuur.nl

De nieuwe programmeer-software biedt vier 'tabbladen'.

Onder *Identify* zijn fabrikantgegevens alsmede de inhoud van het calibratieregister te zien.

Als uitgangspunt bij het programmeren van het flash-geheugen onder *Flash* is een bestand in HEX- of binair formaat noodzakelijk. Bij HEX-bestanden wordt de checksum genegeerd. Het schrijven en lezen van het flash-geheugen kan alleen in HEX-formaat. Met PutCalbyte wordt het calibratiebyte gelezen en in het opgegeven bufferadres geschreven. De interne oscillator kan volgens de procedure in het kader worden afge-regeld.

Het gedeelte onder tabblad *EEPROM* ziet er nagenoeg hetzelfde uit. Alleen het gedeelte met PutCalbyte ontbreekt.

Onder het laatste tabblad kunnen de *Fuses* gelezen en geschreven worden. Echter, het programmeren van het fuse-en lockbit is niet getest, omdat hierna alleen nog de high-voltage-programmeermode functioneert.

Om deze eenvoudige schakeling probleemloos te kunnen opbouwen, is een print (**figuur 2**) ontworpen die bij Elektuur verkrijgbaar is, evenals de bijbehorende software.

seerd. Met het karakter is ook meteen de klokpuls verstuurd. Omdat bij het lezen van de controller het hoge niveau op CTS helaas niet voldoende is, is de seriediode na de spanningsregelaar in het ontwerp van vorig jaar komen te vervallen. De schakeling kan met een netadapter (9...12 V) van voeding worden voorzien.

Het apparaat werkt met het low-voltage-programmeerprincipe onder Windows ME en maakt gebruik van de seriële poort.

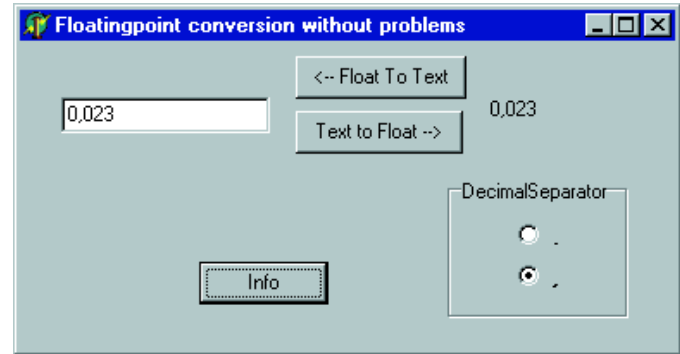
Delphi floating strings

033

Bij het schrijven van een programma in Delphi stuitten we op een probleem bij het converteren van een floating-point variabele naar een string en vice versa. Het vreemde van dit probleem was dat het zich uitsluitend voordeed op één bepaalde PC. Nadere inspectie was nodig om er achter te komen waarom dit probleem zich juist op deze ene PC manifesteerde, terwijl andere PC's in het Elektuurlab moeiteloos het programma uitvoerden. Uiteindelijk bleek dat de landinstellingen van de bewuste PC afweken van die van de overige. Dit bleek dan ook de oorzaak van de fout te zijn.

Het probleem doet zich voor bij het converteren van een string naar een floating-point variabele. De programmeertaal Delphi gebruikt hierbij altijd een punt als scheidingsteken voor de decimalen, terwijl de routine `FloatToStr` hiervoor het teken gebruikt dat bij de landinstellingen (regional settings) is geselecteerd. Indien een string naar floating-point wordt geconverteerd (met behulp van `FloatToStr`) en naderhand weer van een string naar een floating-point (met de procedure `Val`) en in de landinstellingen van Windows een ',' is ingesteld als decimaal scheidingsteken, dan mislukt de conversie.

Een eerste oplossing was snel gevonden: Bij het initialiseren van het programma wordt de systeem-variabele 'Decimalseparator' op de waarde '.' gezet. Deze variabele wordt door de functie `FloatToStr` gebruikt om te bepalen welk teken op de plaats van een decimaal scheidingsteken wordt gebruikt. Door hier altijd een punt te gebruiken, zal de functie `Val` zonder problemen deze string weer om kunnen zet-



ten in een floating-point variabele.

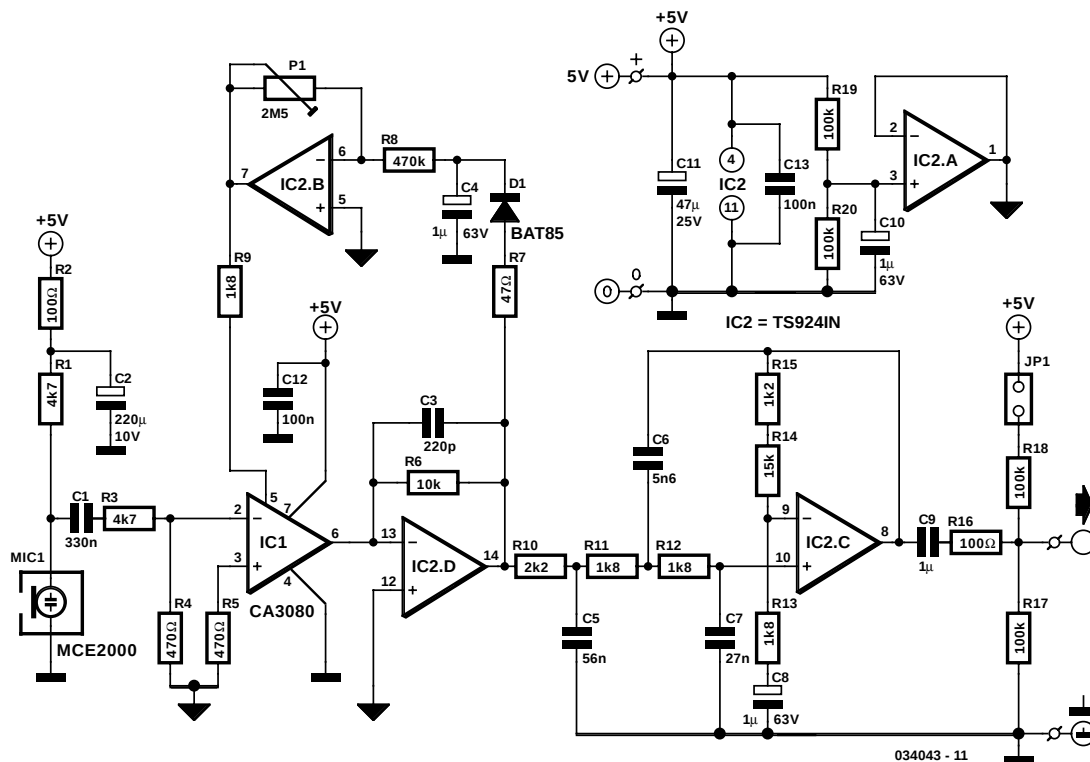
Toch waren we nog niet helemaal tevreden, want als we tijdens de uitvoer van het programma de systeeminstellingen bij de landinstellingen veranderden, had het programma toch weer last van het oorspronkelijke probleem. Deze schoonheidsfout was gelukkig snel opgelost door de volgende regel toe te voegen in het project: `Application.UpdateFormatSettings:=false;`

Deze regel verhindert dat wijzigingen van de systeeminstellingen van Windows door het programma worden overgenomen. Een klein voorbeeldprogramma dat een string naar een variabele en omgekeerd kan uitvoeren, zonder last te hebben van de regionale instellingen, is te downloaden vanaf de website van Elektuur (www.elektuur.nl) onder nummer 034066-11.

(034066)

Compressor voor elektret-microfoon

034



De elders in dit nummer beschreven 'FM-afstandsbediening-ontvanger' beschikt over een connector waarop ook een analoge uitgangssignaal aangeboden wordt. Om een eenvoudige intercom- of omroep-systeem te realiseren is in de bijbehorende zender nog een microfoonversterker nodig die het juiste en voldoende signaal levert. Daarvoor is bijgaande schakeling bedoeld. Eerlijkheidshalve vermelden we dat dit ontwerp deels gebaseerd is op een schakeling van vorig jaar ('AM-modulator voor intercom'). Een en ander is echter aangepast aan de benodigde 5-V-voeding voor de zendermodule.

Als OTA (IC1) is hier de enkele uitvoering CA3080 gekozen, die iets andere specificaties heeft dan de dual-versie CA3280. Als quad-opamp is dezelfde rail-to-rail TS924IN van ST gebruikt. Het kantelpunt van het filter (3de-orde 1-dB-Chebyshev) is iets verhoogd voor een betere verstaanbaarheid en ligt nu op ongeveer 5,5 kHz. Ook is aan het filter versterking toegevoegd, namelijk 10 maal. In de praktijk kan het voorkomen dat, door diverse toleranties en het feit dat de opamp niet ideaal is, de karakteristiek van het filter een afwijking vertoont. Zo bleek het bij ons prototype nodig R15 in 2k7 te veranderen om de curve weer recht te trekken.

De gelijkstroomvariatie aan de uitgang van de OTA en de daaruit resulterende offset-variatie aan de uitgang van stroom/spanning-converter IC2d door regeling van I_{ABC} is zodanig dat de versterking van IC2d aanzienlijk kleiner moest zijn dan in het 'oude' ontwerp, om te zorgen dat de uitgang niet reeds zonder uitsturing tegen de voedingsspanning vast-

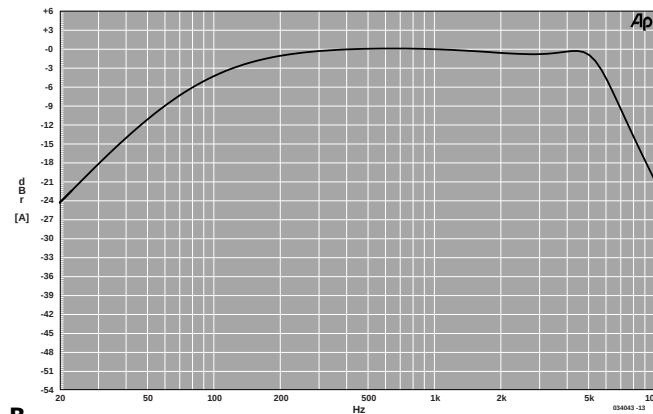
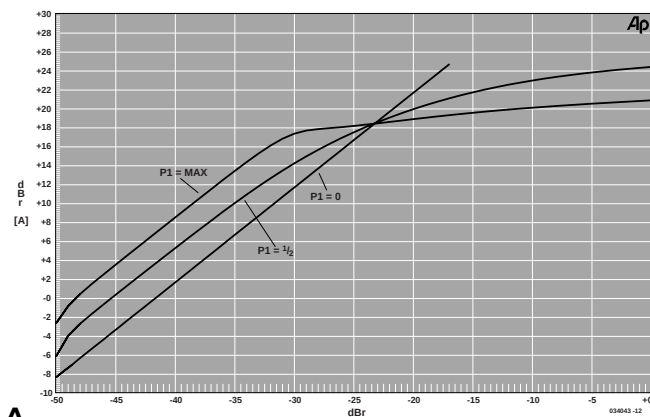
loopt. De waarde van R6 is dan ook een factor 10 verkleind. Daardoor is de doorgaande versterking van de schakeling 20 dB minder, iets dat in het filter weer gecompenseerd is. De amplitude van IC2d wordt door piekgelijkrichter D1/C3 en de regelbare inverterende versterker IC2b als regelstroom naar de OTA teruggevoerd. R7 begrenst de laadstroom. Met P1 heeft men de mogelijkheid de versterker tussen maximale compressie en normale versterking te regelen.

Figuur A laat duidelijk zien wat de schakeling doet. 0 dBr komt overeen met 100 mV. De maximale versterking is, met P1 op maximale compressie ingesteld, bij kleine signalen dus zo'n 48 dB (250 x). Minimaal is de versterking ongeveer 20 dB (10 x). De OTA is dan enigszins overstuurd en de vervorming loopt in de procenten! Is de versterking constant ingesteld (P1 dicht), dan bedraagt de versterking ca. 42 dB (125 x).

De middelste curve is gemeten met P1 in de middenstand. De curve die opgetekend is bij constante versterking (de rechte lijn dus) eindigt niet aan de rand van de grafiek, omdat aan het einde van de lijn de maximum uitgangsspanning is bereikt, een kleine 25 dBr ($\approx 1,76$ V of $5 / 2\sqrt{2}$).

Figuur B geeft de amplitude-karakteristiek weer. Het lage kantelpunt wordt vooral door C8 bepaald (en in mindere mate C1) en ligt rond 120 Hz.

Het stroomverbruik bedraagt ongeveer 7 mA. Wie aan batterijvoeding denkt, kan het beste drie penlights gebruiken, want de schakeling werkt ook op 4,5 V nog probleemloos. Zij die een hogere voedingsspanning willen toepassen (maximaal 12 V



voor de TS924IN en 30 V voor de CA3080, maar denk aan de spanning voor de elektret!) moeten er op letten dat de maximale stroom door R9 (is I_{ABC}) slechts 2 mA mag bedragen. Gaan we uit van het hier gekozen maximum van 1 mA en de maximale uitgangsspanning van IC2b (de halve voedingspanning, dus 2,5 V), dan moet R9 een waarde hebben van $(2,5 - 0,7) \text{ V} / 1 \text{ mA} = 1,8 \text{ k}\Omega$. De waarde van 0,7 V vertegenwoordigt hierbij de spanning tussen pen 5 en massa.

Wie het veiliger wil dimensioneren gaat uit van de voedingspanning en 2 mA stroom: $(5 - 0,7) \text{ V} / 2 \text{ mA} = 2 \text{ k}\Omega$ (naar boven afgerond). Natuurlijk is de regeling dan anders (iets minder versterking).

De hier beschreven schakeling en de zendermodule kunnen dus op dezelfde 5-V-voeding aangesloten worden. Omdat de zender aan de ingang een DC-offset nodig heeft, dient voor die toepassing aan de uitgang een weerstand met een jumper naar +5 V te worden geschakeld, waardoor er een nette halve voedingspanning als offset aan de uitgang staat. Anders zou R17 als nullast fungeren, omdat C9 immers ook zonder belasting geladen is.

Als men zelf een printontwerp voor deze compressorschakeling gaat maken, ligt het voor de hand om de zendmodule daarin te integreren. Het stroomverbruik neemt dan met ongeveer 10 mA toe.

Licht aan

035

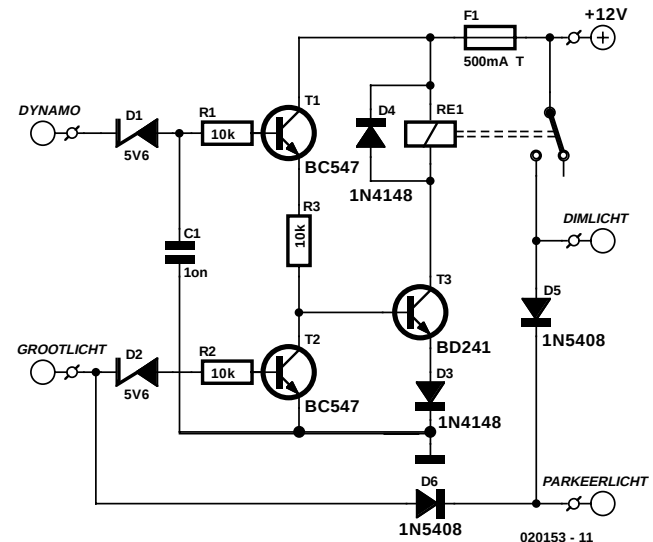
Roelof 't Hooft

Deze schakeling zorgt ervoor dat u nooit meer vergeet het licht aan te doen in uw auto. Zodra de motor loopt, worden automatisch de dimlichten en parkeerlichten (stadslichten) ingeschakeld. Ook zorgt de schakeling ervoor dat de dimlichten doven zodra het grootlicht wordt ingeschakeld.

Het schema laat zien dat hiervoor geen speciale componenten nodig zijn. Zodra de motor loopt, zal de dynamo een spanning genereren van ruim 14 V. Deze spanning wordt door D1 met 5,6 V verlaagd en via R1 aan de basis van T1 aangeboden. Door de stroom die nu gaat lopen, gaat deze transistor in geleiding. Via R3 gaat de versterkte stroom via de basis van T3 en D3 naar massa. T3 komt hierdoor ook in geleiding en zorgt ervoor dat relais Re1 wordt bekrachtigd.

Als de bestuurder nu het grootlicht inschakelt, gaat er via D2 en R2 een stroom door de basis van T2 lopen. Deze transistor komt daardoor in geleiding, met als gevolg dat de spanning aan de basis van T3 daalt. Dat heeft weer als consequentie dat T3 gaat sperren en het relais afvalt. Op het moment dat het grootlicht wordt uitgeschakeld, krijgen we de vorige situatie weer terug: Het relais schakelt weer in.

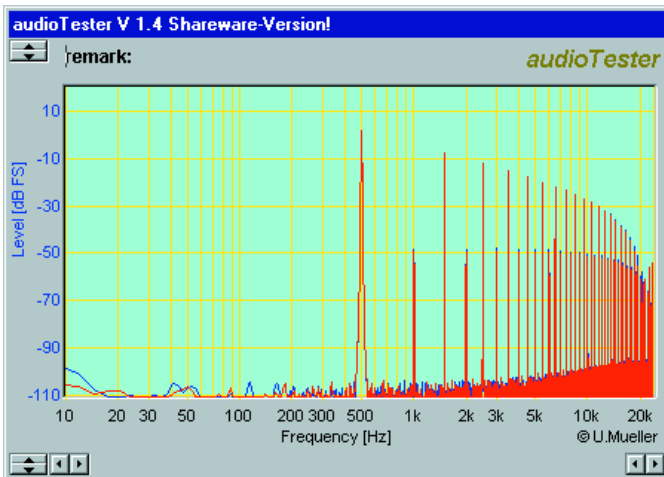
Via de relaiscontacten van Re1 worden het dimlicht en het parkeerlicht ingeschakeld. De dioden D5 en D6 zorgen ervoor dat



het parkeerlicht gaat branden zodra óf het dimlicht óf het grootlicht zijn ingeschakeld. In de praktijk betekent dit dus dat het parkeerlicht zal branden zodra de motor draait, ongeacht of het grootlicht is ingeschakeld of niet.

Audio-tester

036



Zou het niet handig zijn om een oscilloscoop, spectrum-analyser en frequentiegenerator in één apparaat te hebben, zonder dat dit een enorme aanslag pleegt op uw beurs? En als dit apparaat ook nog eens geen plaats inneemt op uw overvolle bureau of werktafel en geen aparte voeding nodig heeft? Het lijkt te mooi om waar te zijn! Toch is dit mogelijk, vooropgesteld dat u in het bezit bent van een Windows-PC met een geluidskaart. Toegegeven, het frequentiebereik beperkt zich tot het audiogebied en de nauwkeurigheid is afhankelijk van uw geluidskaart, maar voor 25 euro is dit absoluut een heel handig en aantrekkelijk meetinstrument.

U zult al begrepen hebben dat het hier geen zelfbouwschakeling betreft, maar dat het om een programma gaat, dat als shareware-versie op het Internet beschikbaar is. Voor 25 euro kunt u het programma netjes registreren en tot in lengte van dagen gebruiken.

De (2-kanaals!) oscilloscoop is nogal spartaans van opzet, maar dat is logisch, aangezien de ingang van een geluidskaart nu eenmaal niet zoveel toeters en bellen bevat als een normale oscilloscoop. Wel is het mogelijk om bijvoorbeeld de tijdbasis te veranderen en de gevoeligheid van de ingangskanalen in te stellen. Ook beschikt deze oscilloscoop over een trigger, waarmee een mooi 'stilstaand' plaatje op het scherm kan worden getoverd. In de praktijk is de oscilloscoop prima bruikbaar, mits de beperkte bandbreedte en maximale ingangsspanning geen problemen opleveren.

De frequentiegenerator heeft de mogelijkheid om verschillende golfvormen op te wekken, zoals sinus, rechthoek en driehoek. Ook witte ruis en roze ruis kunnen door de generator worden geproduceerd. Als laatste optie kan men ook een wavebestand afspelen, zodat in principe iedere denkbare golfvorm (mits deze door de geluidskaart kan worden weergegeven) mogelijk is.

De generator heeft ook nog een tweede functie, namelijk een wobbegenerator. In dat geval produceert de frequentiegenerator verschillende sinussen achter elkaar met steeds een hogere frequentie. Tijdens iedere frequentie wordt het niveau van de ingang gemeten. Deze waarden worden vervolgens

netjes in een bode-diagram weergegeven. Dit is uiterst handig bij het door-meten van filters, versterkers enzovoort.

Als laatste functie is er een spectrum-analyser. Deze

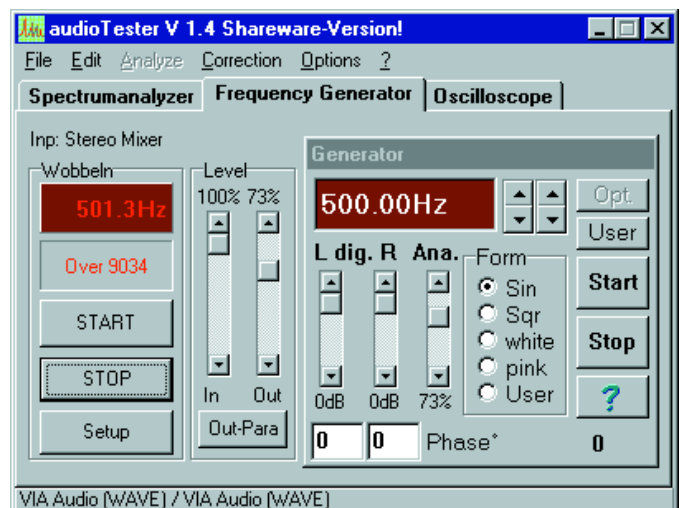
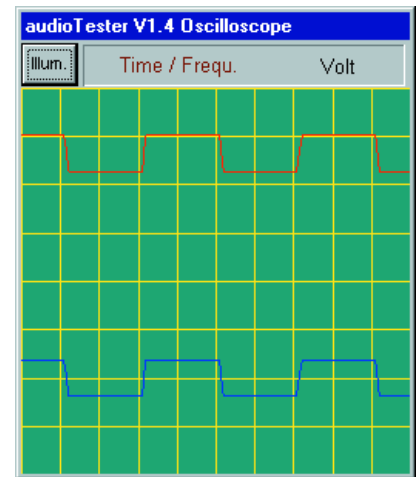
maakt gebruik van een FFT-analyse, waardoor de analyser een hoge versingsnelheid heeft. De instellingen

bevatten onder meer verschillende vensters die men kan toepassen op hetingangssignaal. Ook het aantal samples dat gebruikt wordt voor de analyse is instelbaar.

Het verrichten van een goede meting met dit programma staat of valt met de kwaliteit van de geluidskaart. Nu zijn de huidige doorsnee geluidskaarten al goed genoeg om een redelijke meting mogelijk te maken, maar echt ideaal zijn deze natuurlijk niet. Het mag duidelijk zijn dat in een PC-behuizing nu eenmaal geen goede omstandigheden heersen voor analoge signalen. Er zijn fabrikanten die om die reden dan ook geluidskaarten op de markt brengen, waarbij de A/D- en D/A-omzetter in een aparte behuizing buiten de PC zijn ondergebracht. Nogmaals, een standaard geluidskaart is goed genoeg om een meting te verrichten, maar men moet geen wonderen verwachten!

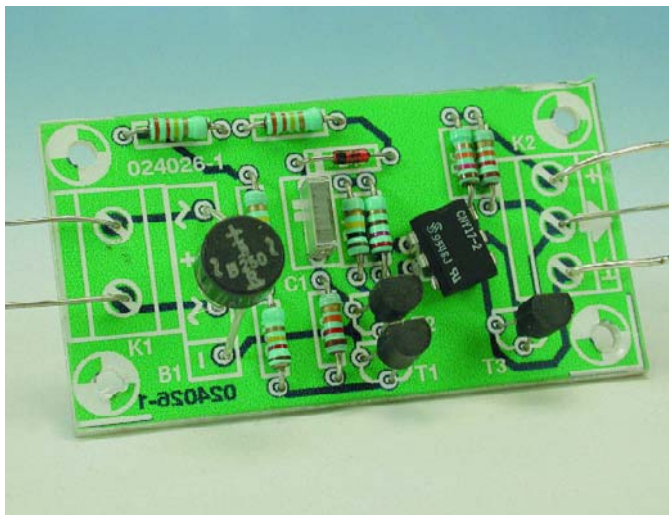
Het programma is te downloaden vanaf de website van de ontwerper: www.sumuller.de/audiotester/

(030027)



Nuldoorgangsdetector met galvanische scheiding

037



Christian Voit

Alle vermogensregelingen die werken op het principe van fase-aansnijding maken gebruik van een vertragingsschakeling die gesynchroniseerd is met de netspanning. De instelbare vertragingstijd bepaalt dan de fasehoek waarmee de thyristor, triac of transistor de netspanning doorschakelt naar de belasting. Een eenvoudige dimmerschakeling gebruikt voor het regelen van de fasehoek een RC-netwerkje dat met de netspanning is verbonden. Voor een meer exacte sturing of een complexere regeltaak wordt tegenwoordig meestal een microcontroller toegepast. Om de controller te kunnen synchroniseren met de netspanning is een nuldoorgangsdetector nodig. Als de microcontroller niet gescheiden van de netspanning hoeft te werken, volstaat hiervoor een spanningsdeler (met beveiligingsdiodes) die is verbonden met een interrupt-ingang van de controller.

Als echter wordt verlangd dat de microcontroller galvanisch gescheiden is van het lichtnet, wordt de benodigde inspan-

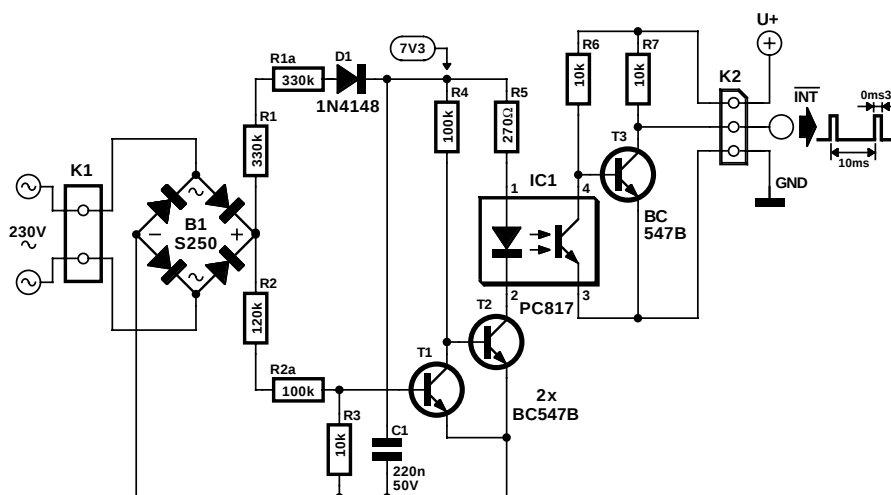
ning iets groter. Een voedingstransformator is uitstekend geschikt om een galvanische scheiding te realiseren. Maar door de niet-ohmse en ongelijkmatige belasting van de trafo is het faseverschil tussen de primaire en de secundaire kant lastig te voorspellen. Daarnaast levert ook de niet-lineaire overdrachtskarakteristiek van de trafo zelf een deformatie en faseverschuiving van de secundaire uitgangsspanning, waardoor aan de secundaire zijde als snel geen sprake meer is van een mooi sinusvormig signaal met een zuivere fase.

Om voor de nulspanningsdetectie een aparte wikkeling op de trafo, of zelfs een aparte trafo (met overeenkomstige veiligheidsklasse!) te gebruiken, is een weinig elegante en kostbare oplossing. De hier gepresenteerde schakeling detecteert de nuldoorgang direct aan de netspanning. Voor de benodigde galvanische scheiding zorgt een optocoupler. Hiervoor kan een niet al te duur standaardtype worden gebruikt. Bovendien kenmerkt deze schakeling zich door een gering stroomverbruik en weinig warmte-ontwikkeling. De schakeling levert bij elke nuldoorgang (dus 100 maal per seconde) een exact gepositioneerde scherpe en gelijkmatige puls.

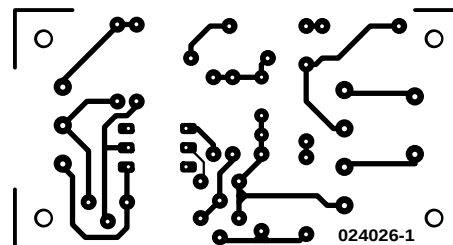
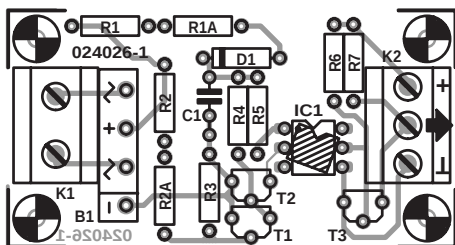
In het schema is te zien dat gebruik wordt gemaakt van een bruggelijkrichter (B1). Enerzijds zorgt de gelijkrichter, via spanningsdeler R2/R3, voor een wisselspanning waaruit de nuldoorgang kan worden gedetecteerd. Anderzijds zorgt de gelijkrichter voor de voedingsspanning die met R1/C1 wordt afgevlakt en uitkomt op een gemiddelde waarde van 7,3 V. De hoeveelheid lading per periode van de netspanning is met de tijdconstante R1/C1 precies zo gedimensioneerd dat de juiste voedingsspanning ontstaat. Transistor T1 is vrijwel voortdurend geopend. Alleen tijdens een korte periode van 50 μ s voor en na de nuldoorgang zal T1 even sperren, waardoor de collectorspanning even snel zal stijgen. Transistor T2 zorgt er voor dat de LED in de optocoupler tijdens deze 100 μ s durende nuldoorgang wordt aangestuurd. De stroom door de LED wordt bepaald door R5 en bedraagt ongeveer 15 mA. Omdat

de LED in de optocoupler slechts korte pulsen te verwerken krijgt, is de exacte waarde van deze stroom niet kritisch. De schakeling aan de secundaire kant van de optocoupler is tamelijk conventioneel. De inverter rond T3 zorgt voor een positieve uitgangspuls, omdat dit meestal gewenst is voor de interrupt-ingang van de microcontroller.

De gelijkgerichte netspanning heeft een waarde van ruim 320 V in de pieken. Deze spanning valt grotendeels over de weerstanden R1 en R2. Daarom is het verstandig om hiervoor een serieschakeling van twee weerstanden te gebruiken: R1+R1A



024026 - 11



en $R2 + R2A$. Zodoende blijft de spanningsval per component beperkt. Op de print is voor de sporen die met de netspanning zijn verbonden een isolatie-afstand gehanteerd van minimaal 3 mm. Voor alle andere componenten geldt een spanning van minder dan 30 V, waardoor de schakeling wat compacter gebouwd mag worden. Natuurlijk is er op de print wel voldoende isolatieafstand (> 6 mm) tussen de primaire en secundaire kant van de optocoupler. In bedrijf wordt alleen $R2$ een beetje warm (niet voelen met ingeschakelde netspanning!) In plaats van de standaard optocoupler CNY17-2 kan ook een 4-pins type van Sharp worden gebruikt. In dit laatste geval moet de coupler iets schuin op de print worden geplaatst. Dit is ook te zien in de componentenopstelling.

(024026)

Onderdelenlijst

Weerstanden:

$R1, R1A = 330 \text{ k}$
 $R2 = 120 \text{ k}$
 $R2A, R4 = 100 \text{ k}$
 $R3 = 10 \text{ k}$
 $R5 = 270 \Omega$
 $R6, R7 = 10 \text{ k}$

Condensatoren:

$C1 = 220 \text{ n/50 V}$

Halfgeleiders:

$B1 = B250C500$ of

4 x 1N4004

$D1 = 1N4148$

$T1, T2, T3 = BC547B$

$IC1 = CNY17-2$ of PC817
 (Sharp)*

Diversen:

$K1 = 2$ -polige printkroonsteen, steek 7,5 mm

$K2 = 3$ -polige printkroonsteen, steek 5 mm

Print-layout is ook beschikbaar op www.elektuur.nl

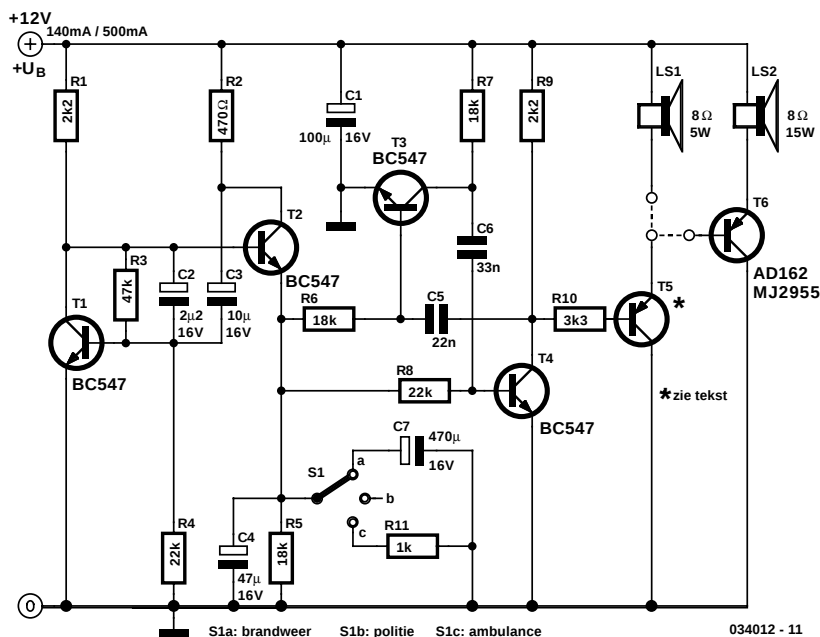
US-sirene

038

Ludwig Libertin

De ware 'Amerika-fans' zullen waarschijnlijk verguld zijn met de hier gepresenteerde schakeling. Er kunnen namelijk maar liefst drie typisch Amerikaanse sirenegeluiden mee worden opgewekt: politie, ambulance en brandweer. Met schakelaar S1 kan het gewenste effect worden geselecteerd. Toepassing in modelauto's ligt voor de hand natuurlijk, maar de schakeling kan ook heel goed als originele signaalgever in bijvoorbeeld een alarminstallatie worden ingezet.

De schakeling is helemaal discreet opgebouwd en steunt dus niet op een moeilijk verkrijgbaar IC. In modelbouw-toepassingen kan voor driver T5 worden volstaan met een BC337 die dan rechtstreeks een kleine 8-Ω-luidspreker (LS1) stuurt. Is er meer lawaai nodig, dan wordt de voedingsspanning verhoogd van 9 V naar 12 V en wordt T5 vervangen door een BD136 die als driver fungeert voor T6. De kleine luidspreker vervalt dan en de taak daarvan wordt overgenomen door een exemplaar van 8 Ω/15 W (LS2). Voor eindtransistor T6 kan bijvoorbeeld een (oude) AD162 of een MJ2955 worden gebruikt. Als de sirene lang achtereen blijft loeien, moet T6 van een koellichaam worden voorzien.



De stroomopname bedraagt zonder T6 met alleen een kleine luidspreker zo'n 140 mA bij 9 V. Met T6 en een voedingsspanning van 12 V neemt het verbruik echter toe tot ongeveer 500 mA.

EL-lamp-driver met HV832MG

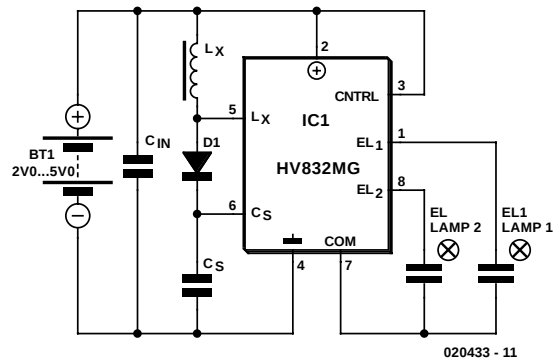
D. Prabakaran

Een EL-lamp is een solid-state lichtbron met een gelijkmatige verlichting en een lage vermogensopname. Omdat zo'n lamp dun is (tot 0,3 mm) en het feit dat ze in vrijwel alle vormen kan worden gemaakt, is ze ideaal als achtergrondverlichting (backlight) voor LC-display's, membraan-toetsenbordjes en tal van andere toepassingen. Elektroluminescentie-lampen bieden veel voordelen boven puntlichtbronnen als LED's en gloeilampen en zelfs op fluorescentie gebaseerde lichtbronnen. Het is dan ook geen wonder dat EL-lampen steeds vaker worden gebruikt. Veel fabrikanten van mobieltjes en pagers gaan voor de verlichting van toetsenbordjes en displays over op EL-verlichting.

Een EL-lamp bestaat uit lichtgevende fosfor ingebed tussen twee geleidende elektroden, waarvan er een transparant is om het licht door te laten. Als op de elektroden een wisselspanning wordt gezet, wordt de fosfor door het elektrische veld op- en ontladen en geeft bij iedere periode licht af. De intensiteit van het licht hangt daarbij af van de amplitude en de frequentie van de wisselspanning en is dus op eenvoudige wijze te regelen.

Omdat EL-lampen in wezen een laminaat zijn, hebben ze een capaciteit van zo'n 400 tot 600 pF per vierkante cm. Als op de elektroden een hoge spanning wordt gezet, worden de fosforatomen door het resulterende elektrische veld naar een hoger energieniveau gebracht; als het elektrische veld weg is, vallen de atomen terug naar een lager energieniveau en stralen daarbij fotonen uit. De golflengte van het licht hangt daarbij af van het soort fosfor en de frequentie van de aangelegde spanning. Bij de meeste fosfors zal het lightspectrum naar blauw verschuiven als de frequentie toeneemt. Meestal wordt de gewenste kleur echter verkregen door een geschikt type fosfor te gebruiken, door fluorescerende kleurstoffen aan de fosforlaag toe te voegen, door een kleurfilter voor de lamp te zetten of door een combinatie van deze maatregelen.

De helderheid van EL-lampen neemt ongeveer met het kwadraat van de spanning toe. Verhoging van de frequentie doet ook de helderheid (en kleurverschuiving) toenemen en met een vrijwel lineair verband. De meeste fabrikanten publiceren voor hun lampen grafieken met deze variabelen. De voedingspanning bedraagt meestal 60 tot 200 V_{tt} met een frequentie van 60 Hz tot 1 kHz. Bij toenemende spanning/frequentie neemt de levensduur van de lamp af, waarbij de frequentie over het algemeen meer invloed heeft dan de spanning. In tegenstelling tot andere lichtbronnen stopt de werking van EL-lampen niet abrupt. Naarmate ze langer worden gebruikt neemt de lichthoeveelheid af. Als ze niet in continu bedrijf worden gebruikt, is de levensduur zelden een punt van overweging. Als een lamp 20 minuten per dag wordt gebruikt, is dat in de loop van 10 jaar zo'n 1216 uur, een tijdsbestek dat binnen de levensduur van vrijwel iedere verkrijgbare EL-lamp ligt. Bij het ontwerpen van een stuurschakeling is het zaak om een balans te vinden tussen lamphelderheid, kleurverschuiving,



levensduur en vermogensopname.

Om de hoge spanningen op te wekken om EL-lampen te sturen, worden in daarvoor bestemde IC's zoals de Supertex HV832MG schakelende spanningsomzetteren gebruikt met inductieve flyback. Dit IC bevat transistors die geschikt zijn voor hoge spanningen, waardoor dure, grote en soms luidruchtige transformatoren niet nodig zijn. In de HV832MG worden twee aparte oscillators gebruikt, een voor de spanningsconversie en een voor de lamp-excitatiefrequentie. Dit maakt het mogelijk om voor beide oscillators de optimale instelling te kiezen. Er wordt geen tegenkoppeling gebruikt voor de regeling van de spanning.

De vermogensconversie-cyclus begint met het inschakelen van een MOSFET-schakelaar in de HV832MG, waardoor de stroom in spoel L_x toeneemt. Bij het uitschakelen ontstaat over de spoel een spanning in tegenfase, die toeneemt tot de waarde gelijk is aan de spanning over condensator C_x (plus de spanningsval over de diode). Dan komt de diode in geleiding en de energie die in het magnetische veld van de spoel aanwezig is, wordt overgebracht naar C_x. Als alle energie uit de spoel is overgebracht en de stroom door de spoel naar nul terugvalt, houdt de diode op met geleiden en valt de spanning over de spoel terug naar nul, gereed voor de volgende cyclus. Het uitgangsvermogen is simpelweg de energie die in iedere cyclus wordt overgedragen vermenigvuldigd met het aantal cycli per seconde.

Het is belangrijk om de spoel en de conversiefrequentie zo te kiezen dat de gewenste uitgangsspanning wordt verkregen zonder dat de spoel in verzadiging raakt. Als de spoel namelijk in verzadiging raakt, dan wordt de stroom dusdanig hoog dat het IC kapot kan gaan. Optimaal is het als de stroom door de spoel tussen de cycli tot nul terugvalt. Als de stroom niet tot nul terugvalt, wordt de gemiddelde opgenomen stroom hoger waardoor de I²R-verliezen toenemen en het rendement van de conversie lager wordt. Aan de andere kant mag de tijd dat de stroom door de spoel nul is ook weer niet te lang zijn, omdat dan voor de energie-overdracht per cyclus minder tijd beschikbaar is en er dus voor een bepaalde hoeveelheid over te dragen energie meer stroom moet lopen. Dit kan leiden tot verzadiging van de spoel en bovendien nemen ook de verliezen in de spoel toe, evenals de I²R-verliezen.

Deze schakeling levert circa 130 V bij 300...450 Hz, trekt slechts 30 mA en kan toch EL-lampen sturen met een oppervlak tot 9 cm². Het ontwerp heeft dus een uitstekend stuurvermogen en levert een symmetrisch uitgangssignaal met een gemiddelde spanning van 0 V (zero-bias). Door veel lampfabrikanten wordt een zero-bias-sigitaal aanbevolen om mogelijke migratie van moleculen te voorkomen en de levensduur van de lamp te verlengen. De voedingsspanning moet worden

ontkoppeld met een condensator van 0,1 tot 1 µF, afhankelijk van de impedantie van de voeding, zo dicht mogelijk bij het driver-IC. Voor grote lampen, met veel hogere capaciteiten, kan een FET source-volger worden gebruikt om de stuurcapaciteit te verhogen.

De HV832MG wordt geleverd door Supertex Semiconductors, USA: <http://www.supertex.com/>

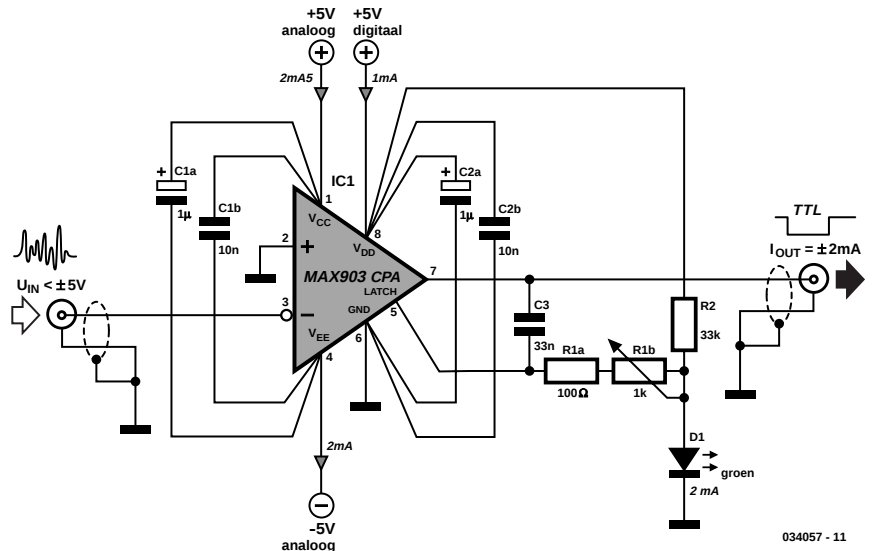
Spike-detector voor oscilloscoop

Klaus J. Thiesler

Dynamische flipflops negeren ingangspulsen die korter zijn dan 40 ns of die geen TTL-niveau hebben. Daarom zijn TTL-flipflops niet geschikt voor het invangen van storingpulsen met onbekende tijd- en amplitudewaarden. Wie wel eens heeft geprobeerd zijn oscilloscoop te triggeren op een impuls van laserlicht (15...25 ns) kent dit probleem.

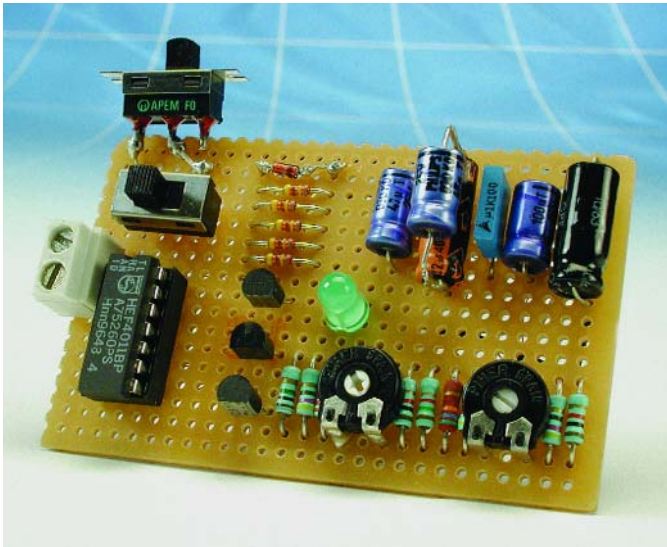
Deze schakeling echter herkent pulsen met een duur van minder dan 8 ns en een amplitude tussen 100 mV en 5 V. Het hart van deze schakeling is de MAX903, een zeer snelle comparator met een intern geheugen. Het IC heeft separate voedingsaansluitingen voor het analoge en het digitale deel. Het analoge deel wordt gevoed met een gebalanceerde voeding van ± 5 V. Hierdoor kan de ingang ook overweg met impulsen die een negatieve potentiaal t.o.v. massa hebben. Het geheugen en de uitgangsschakeling worden gevoed met een enkelvoudige spanning van +5 V, waardoor het uitgangssignaal een keurig TTL-niveau heeft.

De MAX903 (IC1 in het schema) heeft een bijzondere geheugenschakeling (LATCH) aan boord. Deze schakelt de uitgang transparant door of isoleert de comparator van de uitgang, waarbij het laatste actuele TTL-niveau wordt vastgehouden en aan de uitgang verschijnt. Zodoende worden korte ingangsimpulsen naar wens verlengd. Ondanks de snelheid van deze schakeling gebruikt de MAX903 slechts een bescheiden 18 mW. In rusttoestand bedraagt de spanning op de LATCH-ingang (pin 5) 1,75 V. De LED, die zijn stroom krijgt via R2, fungeert hier als referentiespanningsbron. Het geheugen is transparant geschakeld. Een positieve flank aan de ingang verschijnt, na een vertragingstijd van $t_{PD} = 8$ ns, aan de uitgang als een negatieve flank. Hierbij geldt voor de impuls aan de ingang dat de spanningspiek hoger moet zijn dan massa-potentiaal. De transitie aan de uitgang wordt via C3 teruggevoerd naar de ingang van de LATCH. Zodra de spanning op deze ingang beneden 1,4 V daalt, treedt de geheugenfunctie in werking. De uitgang blijft laag gedurende de zogenaamde houdtijd en het ingangssignaal speelt even geen rol meer. De houdtijd wordt bepaald door de tijdconstante gevormd door C3 en R1,



en is instelbaar in het bereik 100...500 ns. Impulsen met een dergelijke duur zijn op vrijwel elke oscilloscoop goed zichtbaar. Het geheugen in deze schakeling wordt alleen aangesproken als het ingangssignaal met een positieve flank het 0-V-niveau overschrijdt. Voor signalen in het bereik van -5...0 V blijft het interne geheugen transparant. De impulsen worden dan niet verlengd. Als alleen positieve ingangsspanningen worden verwacht, kan de negatieve voedingsspanning vervallen. De schakeling wordt dan gevoed met een enkelvoudige +5 V. Een dergelijke snelle schakeling vereist een goed doordachte print-layout. Alle verbindingen met het IC moeten zeer kort worden gehouden! De ontkoppelcondensatoren C1 en C2 worden bij voorkeur dicht bij de aansluitpennen geplaatst. Pin 3 van het IC kan omhoog worden gebogen en direct aan de coax- of getwiste kabel worden gesoldeerd. Lucht is nog altijd de beste isolator. Van de coaxkabel mag de uitgevlochte mantel niet worden uitgetrokken tot een lange aansluitdraad. Beter is het om de kort afgepelde mantel te omwikkelen met wat blank draad en direct op het massavlak te solderen. De voedingsspanningen voor het analoge en digitale deel moeten ruimtelijk goed van elkaar gescheiden zijn en elk goed worden ontkoppeld, ook als slechts een enkelvoudige voedingsspanning (+5 V) wordt gebruikt. Bij voorkeur worden hier twee afzonderlijke spanningsregelaars toegepast.

Eenvoudige alarminstallatie041



Ludwig Libertin

De hier voorgestelde schakeling is een eenvoudige maar toch prima werkende alarminstallatie. Er zijn voor de schakeling geen speciale onderdelen nodig en de kans is groot dat in de eigen voorraad alles al aanwezig is. Als detector wordt een eenvoudig reed-contact gebruikt en voor de alarmsignalering kan iedere akoestisch of optisch systeem (draailichten, knipperlichten, sirenes e.d.) worden gebruikt met een voedingsspanning van 12 V.

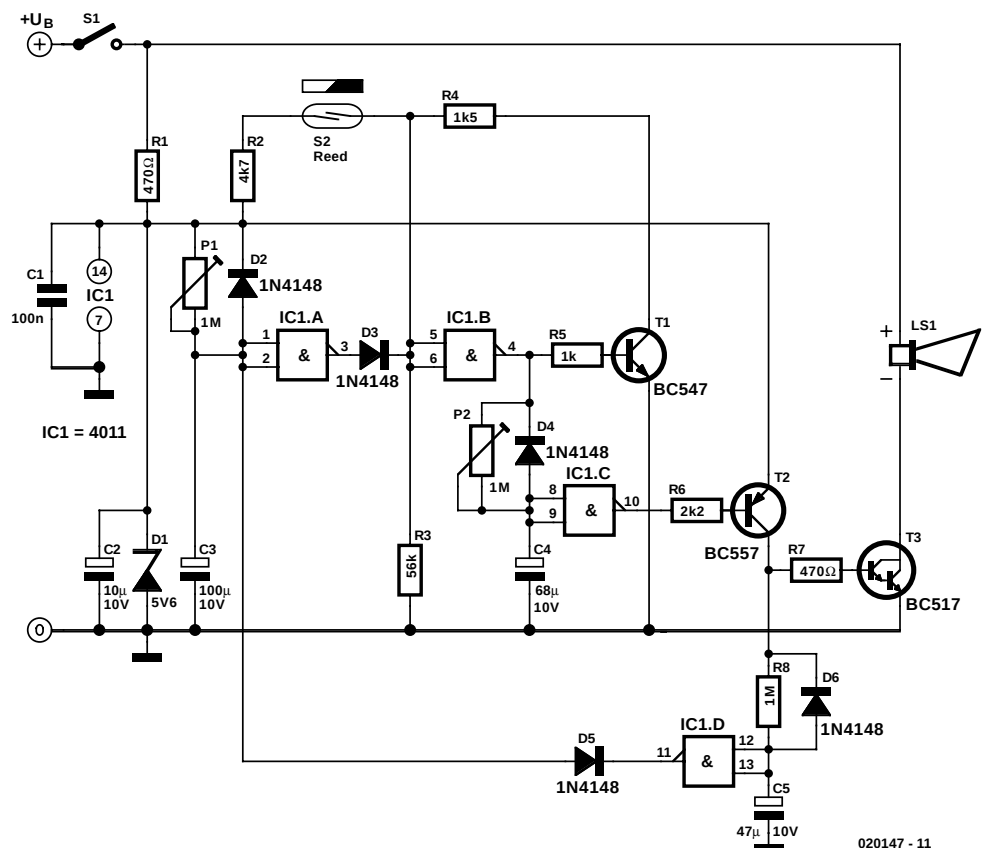
In rusttoestand van de schakeling is het reed-contact gesloten. Zodra het reed-contact open gaat, wordt de ingang van IC1b laag. Normaal is deze ingang hoog (via spanningsdeler R2/R3 ongeveer 5,17 V). Met P1 kan de inschakelvertragingstijd worden ingesteld van 0...90 s en met P2 de activeringsvertragingstijd van 0...20 s. Door het inschakelen van het alarm met S1 wordt dus de inschakelvertraging geactiveerd en de gebruiker heeft dan maximaal 90 s de tijd om de ruimte te verlaten voordat het alarm 'op scherp' staat. Pas dan wordt de ruimte 'bewaakt'. Nadat het reed-contact is geopend, begint de activeringsvertragingstijd van maximaal 20 s, die de rechtmatige gebruiker de mogelijkheid geeft om de installatie uit te zetten voordat het alarm af gaat. Als het reed-contact door een ongewenste 'gast' wordt geopend, dan gaat het

alarm na de activeringsvertragingstijd af. Zelfs als het reed-contact slechts kort wordt geopend en direct daarna weer wordt gesloten, gaat het alarm af.

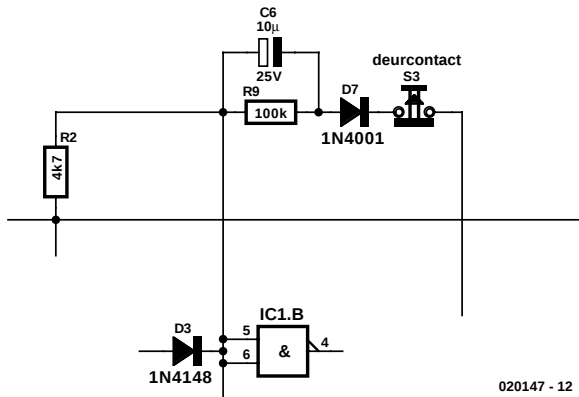
Zodra het alarm af gaat, blijft T3 (door R8/C5) gedurende ongeveer 45 s in geleiding. Het uitschakelen van het alarm is wettelijk voorgeschreven om het kabaal van continu in werking zijnde alarminstallaties te vermijden. Daarna stelt de installatie zichzelf weer op scherp, zodat bij de volgende opening van het reed-contact het alarm weer af gaat. Als de tijdsduur niet begrensd hoeft te worden omdat alleen een optisch alarmsignaal wordt gegeven, kan D5 worden weggelaten.

In plaats van één reed-contact te gebruiken, kunnen er ook een aantal in serie worden geschakeld; zodra er een open gaat, wordt het alarm geactiveerd.

Na het inschakelen van S1 wordt C3 via P1 in 0...90 s (afhankelijk van de stand van P1) opgeladen tot boven de schakeldrempel van IC1a. De uitgang van IC1a wordt dan laag en D3 gaat sperren. Als het reed-contact gesloten is, zijn de ingangen van IC1b hoog en de uitgang is laag. Wordt nu, na het verstrijken van de inschakelvertragingstijd, het reed-contact geopend, dan wordt de uitgang van IC1b hoog en daardoor wordt transistor T1 in geleiding gestuurd. Deze toestand blijft bestaan (door R4) als het reed-contact wordt gesloten. Via P2 wordt nu C4 in 0...20 s (afhankelijk van de stand van de potentiometer) opgeladen tot boven de schakeldrempel van IC1c. Zodra IC1c omklapt, komen T2 en T3 in geleiding en de sirene



020147 - 11



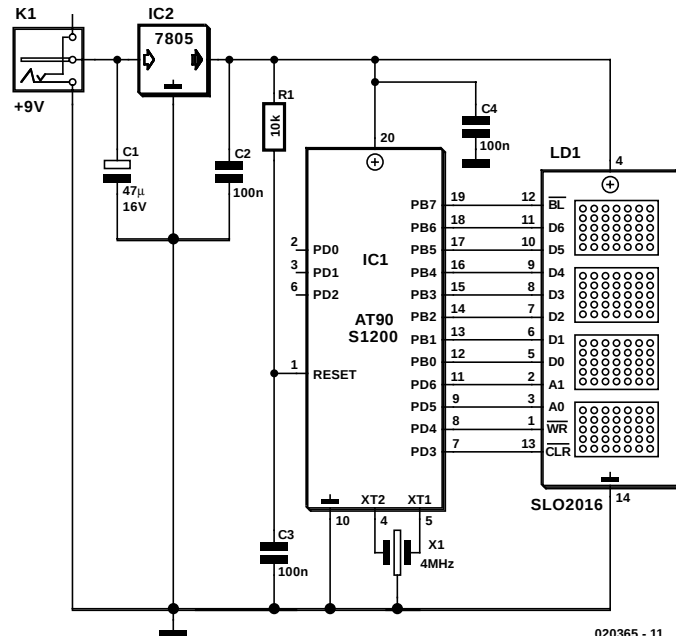
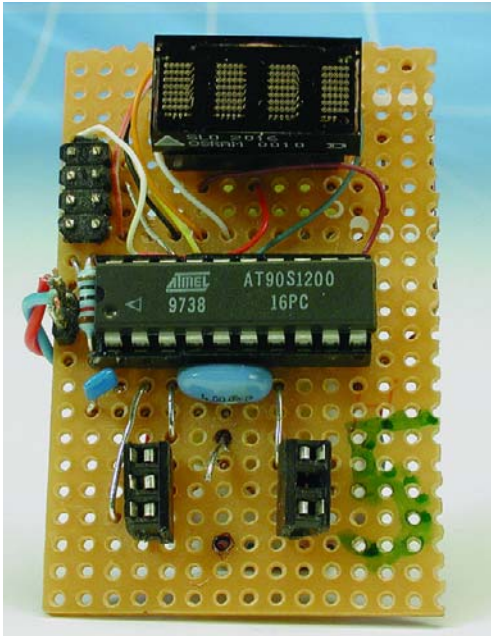
nu C5 via R8 opgeladen. Na ongeveer 45 s klap IC1d om en via D5 wordt poort IC1a gereset: de sirene verstomt en na de inschakelvertragingstijd staat het alarm weer op scherp.

Als de potmeters P1 en P2 worden vervangen door vaste weerstanden, is het mogelijk om de schakeling zonder SMD-onderdelen toch zo compact op te bouwen dat ze in een lucifendoosje past. Dat is ideaal als het alarm voor motoren of scooters gebruikt wordt. Bij een auto kan, in plaats van het reedcontact, het aanwezige deurcontact worden gebruikt. Dan wordt in plaats van het reedcontact een RC-combinatie opgenomen die loos alarm voorkomt. Voor C6 wordt een elco van 10 µF/25 V gebruikt, voor R9 een weerstand van 100 kΩ en voor D7 een 1N4001. Ook hier kunnen meerdere deurcontacten parallel worden geschakeld. Zodra één contact wordt gesloten, klap IC1b direct om.

gaat loeien. (Voor T3 kan ook een ander type worden gebruikt, als het maar een darlington-transistor is.) Gelijktijdig wordt

Mini-loopkrant

042



020365 - 11

R. van Arem

Bij dit alleraardigst miniatuur-schakelingetje gaat het om een heuse 4-digit loopkrant die van huis uit is voorzien van een kerst/nieuwjaarswens. Maar natuurlijk zal het voor een beetje programmeur geen probleem zijn om een andere tekst over het display te laten wandelen. De bijbehorende software kan namelijk compleet met broncode gratis van onze website worden gedownload of op diskette worden besteld (bestelnr. 020365-11).

Zoals het schema laat zien, bestaat de hardware uit weinig meer dan een microcontroller AT90S1200, een viercijferig LED-display en een 5 V spanningsregelaar. De controller heeft extern alleen maar een reset-circuit en een 4-MHz-kristal nodig

en de overige onderdelen zijn beperkt tot een stel ontkoppelcondensatoren.

Als display is in het proefmodel een type van Osram gebruikt, de SLO2016. Dit viercijferig display meet slechts 10 x 20 mm, maar kan niettemin bogen op een bijzonder duidelijke en heldere indicatie.

Om voldoende speelruimte te bieden aan de 7805-regelaar dient de voedingsspanning minimaal 8 V te bedragen. Een standaard netadapter van 9 V zal dus prima voldoen. Gestabiliseerd hoeft die spanning niet te zijn en bijzonder veel stroom hoeft de adapter niet te leveren, want het verbruik van de lichtkrant gaat de 50 mA nauwelijks te boven.

(020365)

GSM-tester

043



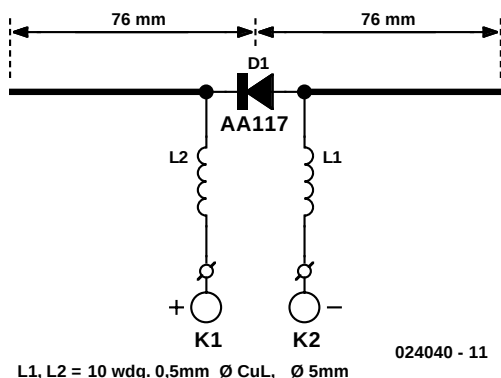
Thomas Bulla

Met deze eenvoudige veldsterktemeter kan snel worden gecontroleerd of het zenderdeel van een GSM-telefoon nog in orde is. Als antenne fungeert een in het midden onderbroken printbaan, die aldus een halvegolf-dipool vormt. De GSM-frequentiebanden liggen in het gebied rond 900 MHz en 1800 MHz. De golflengte bedraagt dus 32 cm, respectievelijk 16 cm. Voor een halvegolf-dipool komen we dan theoretisch uit op lengten van 16 cm en 8 cm, maar die waarden gelden alleen voor een

oneindig dunne geleider, opgesteld in de vrije ruimte. In de praktijk moet daarom altijd een verkortingsfactor worden gehanteerd. Bij onze 'printbaangeleider' bleek die verkortingsfactor ongeveer 0,85 te bedragen. Zo heel nauw luistert het trouwens in dit geval ook weer niet, omdat het bij deze tester niet om een nauwkeurig meetinstrument gaat en een globale indicatie volstaat. Uiteindelijk kwamen we uit op dipool met twee 'armen' van 76 mm voor 900 MHz en twee armen van 37,5 mm voor 1800 MHz.

Een antenne is nog geen veldsterktemeter.

Bij een halvegolf-dipool is de spanning tussen de voedingspunten minimaal en aan de dipool-uiteinden maximaal. Voor de stroom geldt het omgekeerde. In principe volstaat het om een gelijkrichtdiode tussen de voedingspunten te schakelen en een gevoelige microampère-meter daaraan parallel te schakelen. Door de lage drempelspanning voldoet een willekeurige germaniumdiode als de AA117 of AA119 hiervoor het beste. Het antennesignaal wordt ontkoppeld van de meetstroom met behulp van twee zelfgewikkelde smoorspoelen, die elk uit 10 windingen op een spoelvorm van 5 mm diameter zonder kern bestaan. De microampère-meter kan nu via een redelijk lange (getwiste) tweedraads-verbinding op de print worden aangesloten. Daarbij kan het nuttig zijn om aan beide kanten van de toevoerleiding een condensator van 100 pF tussen beide aders te schakelen, om door de kabel opgepikte ongewenste HF-signalen kort te sluiten.



Onderdelenlijst

Condensatoren:

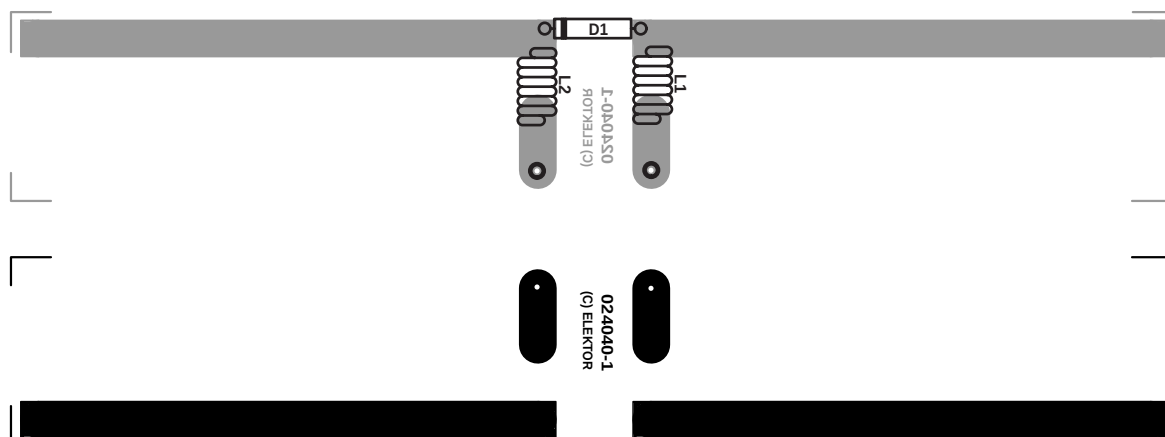
C1, C2 = 100 p keramisch

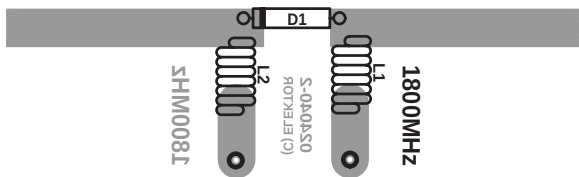
Diversen:

L1, L2 = smoorspoel 10 wdgn 0,5 mm CuL, 5 mm diameter

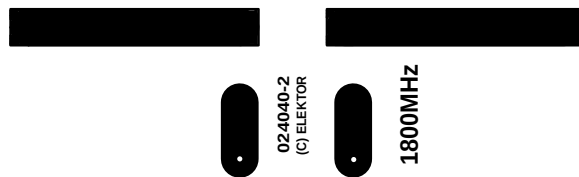
Halfgeleiders:

D1 = AA117, AA119





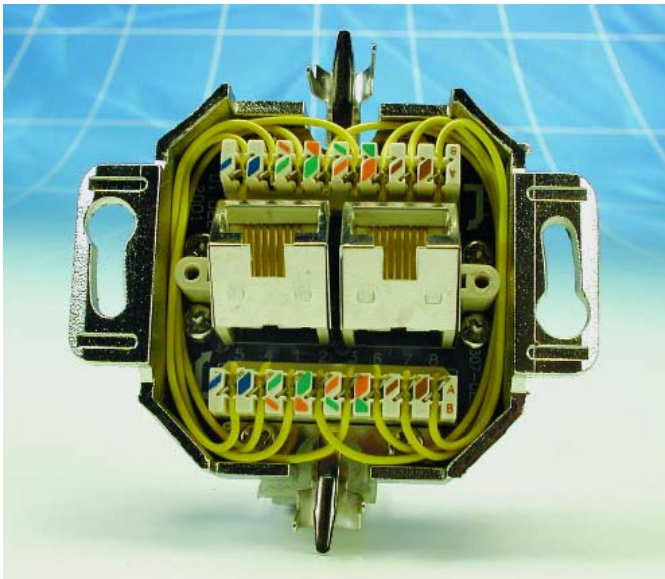
In principe is deze GSM-tester ook in staat om draadloze DECT-telefoons te lokaliseren, die opereren in het gebied van 1880...1930 MHz. De afgebeelde print-layout kan wor-



den gedownload van de Elektuur-website onder EPS-nr. 024040-1.

Cross-verbinding met twee patchkabels

044

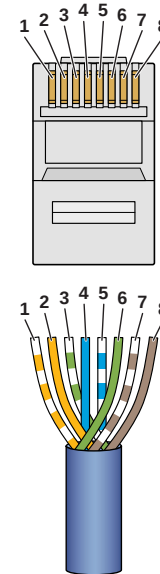


In netwerken heeft de coaxkabel zijn beste tijd gehad en worden de ethernet-verbindingen vandaag de dag gelegd met UTP-kabels. De BNC-stekker heeft plaats gemaakt voor een 8-polige RJ45-stekker. De coax-verbindingen worden van computer naar computer doorgelust en aan de uiteinden afgesloten met weerstanden van 50 Ω , terwijl moderne netwerken gebruik maken van centrale 'contactdozen' (switches en/of hubs) om alles op elkaar aan te sluiten. De verbindingen tussen de hubs en computers worden gelegd met patch-kabels, waarbij de volgorde van de aders op de RJ45-connectors aan beide uiteinden identiek is. Voor een directe verbinding tussen twee computers, zonder hub of switch, worden zogenaamde cross-kabels gebruikt, die een gekruiste volgorde van aansluitingen hebben om de computers rechtstreeks met elkaar te kunnen laten communiceren.

Bij problemen op het netwerk is het soms handig om twee computers of een computer en een kabel/ADSL-modem direct aan elkaar te kunnen koppelen zonder tussenkomst van een hub of switch. Een lange cross-kabel is niet altijd voorhanden

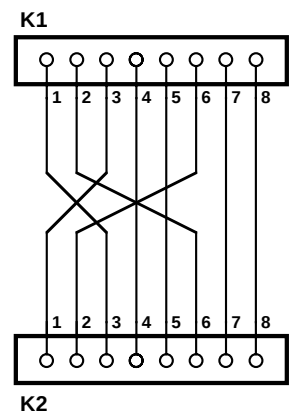
en sjouwen met computers is geen aantrekkelijk alternatief. Daarom maken we met een tweevoudige RJ45-wandcontactdoos een koppelstuk waar de patchkabels van de desbetreffende apparatuur in gestoken kunnen worden. De contactdoos is zo bedraad dat er een cross-kabelverbinding ontstaat. De aansluitingen worden als volgt gelegd:

- 1 → 3
- 2 → 6
- 3 → 1
- 4 → 4
- 5 → 5
- 6 → 2
- 7 → 7
- 8 → 8



- 1: white/orange TX+
- 2: orange TX-
- 3: white/green RX+
- 4: blue
- 5: white/blue
- 6: green RX-
- 7: white/brown
- 8: brown

034051 - 12

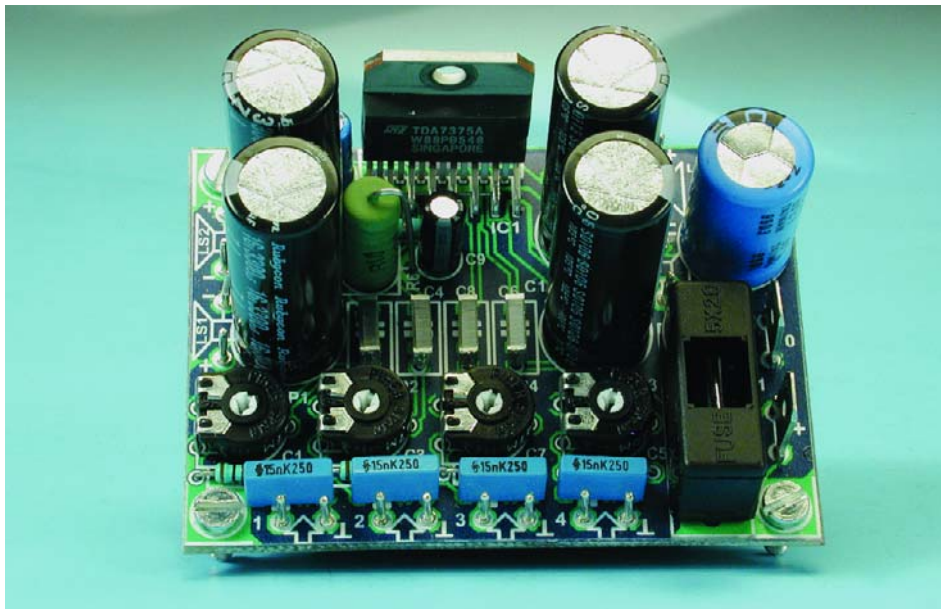


(034051)

034051 - 11

Quad car-amp

045



Technische gegevens

Voedingsspanning	14,4 V
Ruststroom	100 mA
Pmax. (0,1% THD)	4 x 5,3 W/ 4Ω
Ingangsgevoeligheid (5,2 W/4 W)	0,5 V
THD+N (B = 80 kHz, 1 kHz 1W/4 W)	< 0,04 %
Bandbreedte	28 Hz...55 kHz

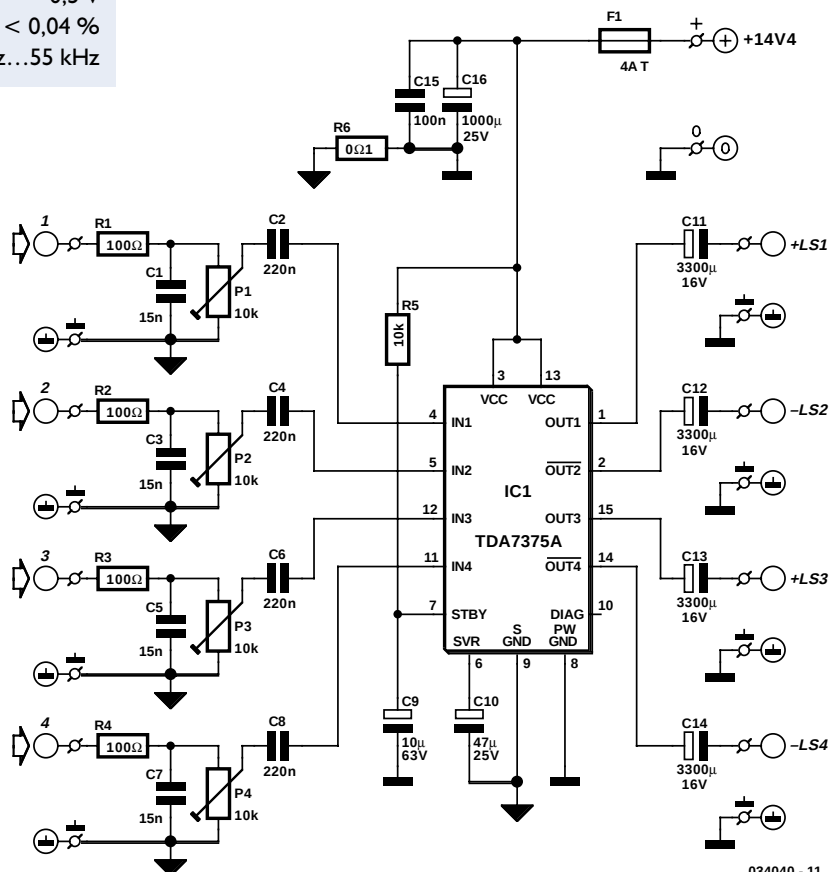
Deze viervoudige eindversterker is eigenlijk bedoeld voor gebruik in een auto, maar leent zich natuurlijk ook voor allerlei andere 'medium-power'-toepassingen. Overal waar een redelijk audiovermogen gewenst is en slechts een betrekkelijk lage voedingsspanning ter beschikking staat, kan de TDA7375A met succes worden ingezet. Het IC is de opvolger van de TDA7374B, die het hart vormde van het begin dit jaar beschreven 'actieve luidsprekersysteem'. Ook voor die toepassing leent zo'n viervoudige IC-versterker zich natuurlijk bij uitstek, temeer omdat de afzonderlijke versterkers ook twee aan twee in brug kunnen worden geschakeld en dan ongeveer het viervoudige vermogen leveren. Een voorbeeld van zo'n brugconfiguratie is elders in deze uitgave te vinden.

Het nieuwe IC kan een piekspanning van 50 V verdragen (10 V meer dan de TDA7374B), maar belangrijker is dat dit IC ook echt voor single-ended-gebruik bedoeld is. Het bevat alle denkbare beveiligingen om de vier versterkers tegen voortijdig overlijden te

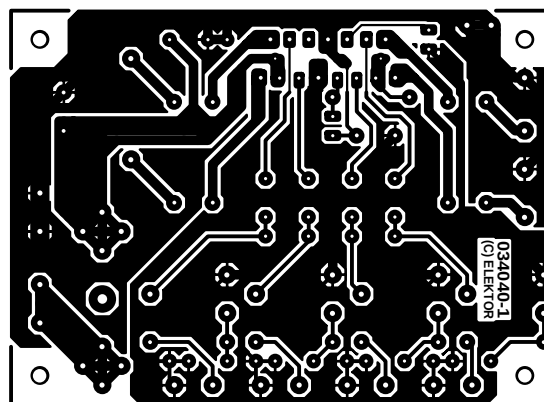
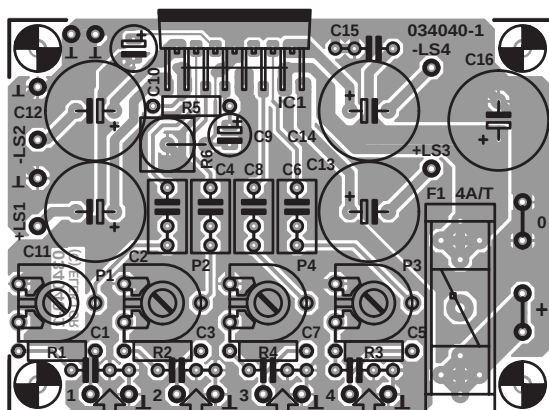
beschermen en is in feite geknipt voor een 'no-nonsense' mini-surround-installatie. Voor meer informatie over de TDA7375A verwijzen we naar de datasheet (te vinden bij www.st.com).

De hier afgebeelde schakeling is voorzien van vier instelpotmeters om de uitgangsniveaus van de versterkers individueel te kunnen regelen. Verder zijn alle ingangen voorzien van RC-netwerken (R1/C1, enz.) die eventuele HF-storingen buiten de deur houden. R6 heeft tot taak de massa's van de ingang en de vermogenstrap te scheiden, om bij gebruik van meerdere modules eventuele aardlussen te vermijden. Deze weerstand is als 5-watter uitgevoerd, om te voorkomen dat hij meteen in rook

opgaat als ooit de 'nul' van de voeding los zou raken. C10 koppelt de interne spanningsdeler die de versterkertrappen op de halve voedingsspanning instellen. RC-netwerk R5/C9 zorgt voor een vertraagde en plopvrije inschakeling. C15 en C16 zijn lokale voedingsontkoppelingen.



034040 - 11



De voedingsrimpel-onderdrukking van de TDA7375A bedraagt ongeveer 50 dB. Wanneer men als voeding alleen een trafo, brugcel met afvlakelco wil toepassen, dan is een trafo van 12 V/30 VA in combinatie met een elco van 10.000 μ F minimaal vereist (denk eraan: de maximum toelaatbare voedingsspanning is 18 V).

Een van de weinige nadelen van deze viervoudige versterker is dat twee kanalen geïnverteerd zijn ten opzichte van de andere twee. Op de print-layout is daarom bij elke luidsprekeraansluiting de polariteit vermeld (bijv. +LS1 en -LS4), zodat men weet welke pool van de luidspreker aangesloten moet worden. Voor de uitgangselco's C11...C14 zijn radiale typen van 3300 μ F/16 V met een diameter van slechts 12,5 mm toegepast, waardoor de print toch nog redelijk compact is gebleven. Het elco-type dat onze voorkeur geniet, is er een uit de ZL-serie van Rubycon, die maar liefst 3,4 A rimpelstroom kan verwerken.

De maximale stroom die de schakeling opneemt als alle kanalen (belast met 4 Ω) tegen het clipping-punt aan zijn uitgestuurd, bedraagt ongeveer 2,1 A. De TDA7375A mag ook met 2 Ω belast worden. De interne temperatuur stijgt dan echter wel aanzienlijk, omdat de IC-behuizing (Multiwatt-15V) een vrij grote thermische weerstand van junction-to-case heeft (1,8 $^{\circ}$ C/W). In verband met de levensduur is het daarom verstandig de koelplaat iets ruimer te dimensioneren. Met het oog op een 2- Ω -belasting is ook voor een zekering van 4 A/T gekozen. Beperkt men de uitgangsbelasting tot 4 Ω , dan kan de zekering tot 2 A/T worden verkleind.

Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1...R4 = 100 Ω
R5 = 10 k
R6 = 0 Ω 1/5 W
P1...P4 = 10 k instel

Condensatoren:

C1,C3,C5,C7 = 15 n
C2,C4,C6,C8 = 220 n
C9 = 10 μ /63 V radiaal
C10 = 47 μ /25 V radiaal
C11...C14 = 3300 μ /16 V radiaal, diameter max. 13 mm, bijv. Panasonic (Iripple 2500 mA) of Rubycon (Iripple 3400 mA)

C15 = 100 n

C16 = 1000 μ /25 V radiaal, diameter 13 mm max.

Halfgeleiders:

IC1 = TDA7375A ST

Diversen:

F1 = 4 A/T +
printzekeringhouder
2 x autosteker male verticaal, soldeerversie (2-pens-uitvoering)

Print-layout is ook beschikbaar op www.elektuur.nl

De uitgangsaansluitingen van de versterkers zijn op de print naast de desbetreffende elco's te vinden. Direct naast de aansluitingen LS1 en LS2 bevinden zich tevens de bijbehorende massapennen. De massa-aansluitingen van LS3 en LS4 zijn echter links naast het IC geplaatst, omdat de loop van de stroom op de print dan optimaal is en de vervorming het laagst. De aansluitingen voor de voedingsspanning zijn met verticale autosteekers uitgevoerd.

'Telefoon-vrij'-indicator

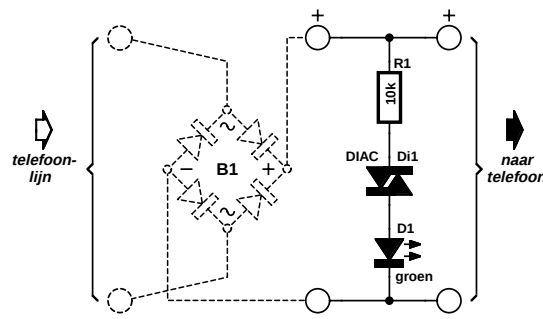
046

R.J. Gorkhali

Wanneer de telefoonlijn vrij is, ligt de lijnspanning tussen 42 V en 60 V, afhankelijk van lokale omstandigheden en de telefoonmaatschappij. Nu wil het toeval dat die spanning net voldoende is om een diac te laten geleiden en zich te laten gedragen als een soort zenerdiode. Er valt dan een spanning over van zo'n 38 V. De stroom die hierbij gaat lopen, wordt bij deze indicator gebruikt om een groene high-efficiency-LED te laten oplichten. R1 zorgt dat de stroom binnen veilige grenzen blijft. Bij lijnspanningen boven 50 V kan het nodig zijn deze weerstand iets in waarde te verhogen.

Wanneer de hoorn van de haak wordt genomen, daalt de lijnspanning tot minder dan 15 V, de diac spert dan en de LED dooft.

In het schema zijn de lijnaansluitingen gemerkt met '+' en '-'. In veel landen wordt echter de polariteit omgekeerd als er een gesprek plaatsvindt. Om zeker te stellen dat de indicator onder



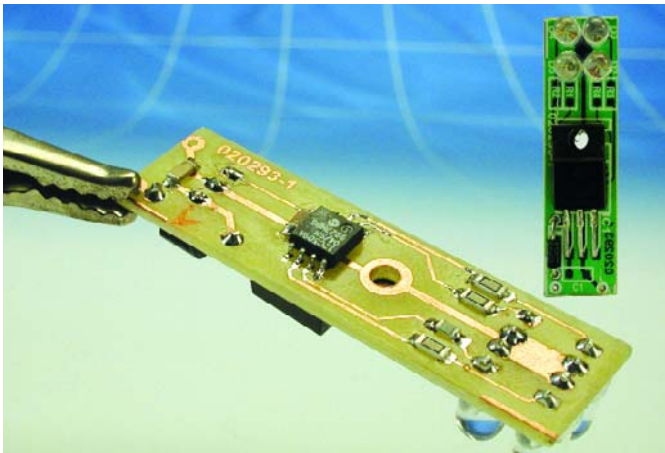
020281 - 11

alle omstandigheden werkt, is het niet onverstandig om een uit bijvoorbeeld vier 1N4002-dioden bestaande bruggelijkrichter toe te voegen, zoals gestippeld aangegeven in het schema. Dan is men niet meer afhankelijk van eventuele polariteitswisselingen.

(020281)

Kleureffecten

047



Christian Wendt

Dit minuscule stukje elektronica werd ontworpen om glazen objecten van een speels lichteffect te voorzien. De schakeling bestaat uit niet meer dan een PIC-microcontroller in SMD-behuizing, waarbij op de poortleidingen vier LED's zijn aangesloten. Door naast de groene en de rode, twee blauwe LED's te gebruiken en de voorschakelweerstand van de rode iets groter te kiezen, zijn alle kleuren nagenoeg even fel. De microcontroller varieert de lichtsterkte van de LED's en doet dat heel langzaam en in een voor het oog willekeurige volgorde. De schakeling kan gevoed worden met een standaard netadapter. IC1 stabiliseert de voedingsspanning op 5 V en D1 fungeert als polariteitsbeveiliging.

Onderdelenlijst

Weerstanden:

(SMD 1206)
R1...R3 = 100 Ω
R4 = 180 Ω

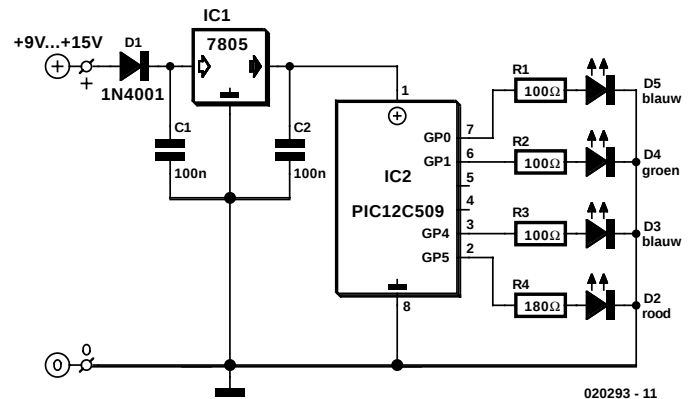
Condensatoren:

C1, C2 = 100 n (SMD 1206)

Halfgeleiders:

D1 = 1N4001
D2 = LED rood (Sharp GL-

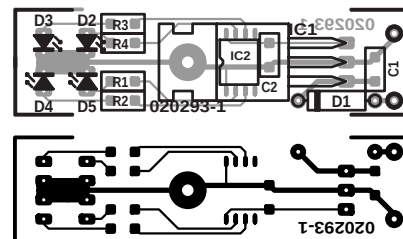
5HD23, Conrad 182249)
D3, D5 = LED blauw
(Kingbright L53BC, Conrad 184306)
D4 = LED groen (Sharp GL-5EG23, Conrad 183393)
(alle LED's superfelle typen in transparante kleurloze behuizingen)
IC1 = 7805
IC2 = PIC12C509A-04/SM
(geprogrammeerd, EPS 020293-41)



Om de print in de voet van het object te kunnen onderbrengen, moest deze zo klein mogelijk worden gehouden. Daarom zijn voor de componenten zoveel mogelijk SMD-versies toegepast. De PIC-controller moet het om dezelfde reden zonder externe oscillator stellen. De opbouw van de print is een betrekkelijke simpele klus. Begonnen wordt met alle SMD's, want dat vereist de meeste zorg. De spanningsregelaar wordt op de andere kant van de print (de niet-koperzijde) gemonteerd. De schroef door het koelvlak (ligt op massapotential) van IC1 kan tevens als bevestigingspunt voor de print fungeren.

De software voor de controller (source en hex) kan net als de print-layout gratis van de Elektuur-website worden gedownload. De software kan onder nummer EPS 020293-11 eventueel ook op diskette bij ons worden besteld, terwijl onder bestelnummer EPS020293-41 desgewenst ook een kant-en-klaar geprogrammeerde controller via de Elektuur Product Service verkrijgbaar is.

(020293)



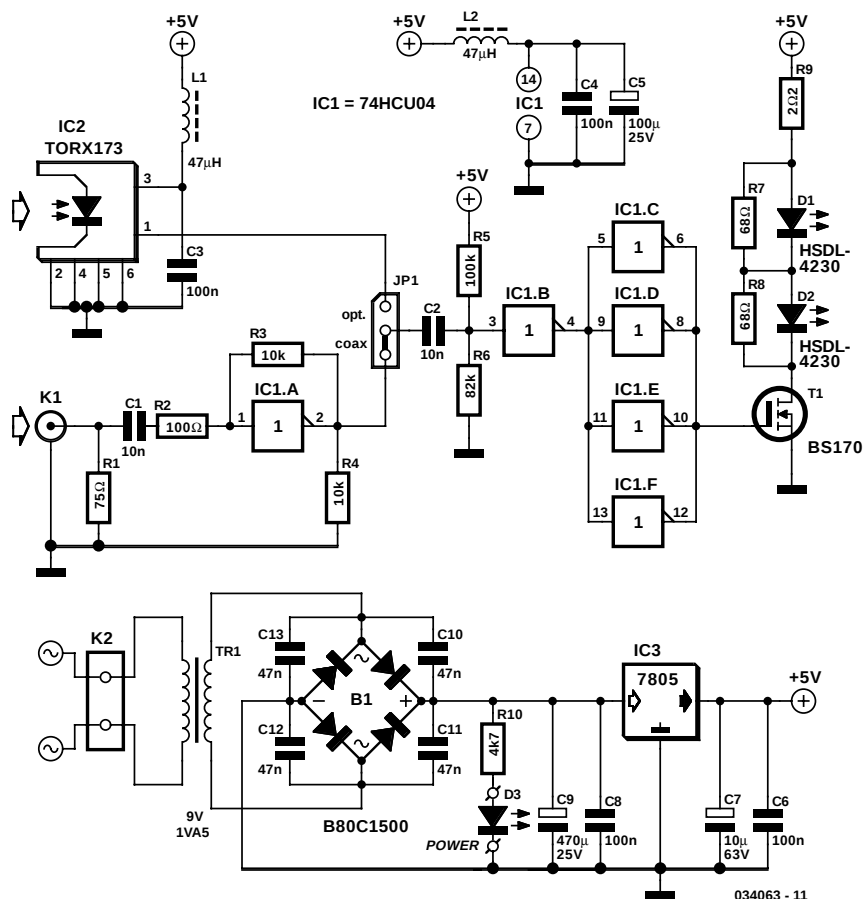
IR-S/PDIF-zender

048

De bekendste manieren om een digitaal audiosignaal (S/PDIF) te transporteren, is via een standaard 75 Ω coaxkabel of via optische TOSLINK-modules en de daarbij behorende optische kabel. Natuurlijk kan het voorkomen dat men, om welke reden dan ook, geen kabel tussen de desbetreffende apparaten wil of kan leggen. Bij een draadloze oplossing heeft men de keuze tussen een breedband HF-zender of een optische variant. Hier beschrijven we een simpele optische zender. De bijbehorende 'IR-S/PDIF-ontvanger' is elders in deze uitgave te vinden.

Hoewel de opzet van zo'n IR-zend/ontvanger echt niet moeilijk hoeft te zijn, blijken er in de praktijk toch wat hindernissen te moeten worden overwonnen. De LED's moeten namelijk optisch snel genoeg kunnen schakelen om de hoge frequentie van het S/PDIF-signaal goed door te geven en daarbij ook nog voldoende intensiteit produceren om op redelijke afstand bij de ontvanger een storingsvrij signaal te kunnen leveren. Bij een bemonsteringsfrequentie van 48 kHz moeten pulsen van 163 ns doorgegeven worden! De hier gekozen LED's (Agilent HSDL-4230) hebben een optische stijgen- en daaltijd van 40 ns, hetgeen in de praktijk snel genoeg bleek te zijn. Door een openingshoek van slechts 17° kunnen ze voorts een hoge intensiteit leveren. De keerzijde is dat de combinatie van zender en ontvanger zeer richtingsgevoelig wordt, maar de kleine openingshoek heeft ook zijn voordelen. Er zijn zo minder LED's nodig en er is minder kans dat men continu in een felle infrarood lichtbron zit te kijken.

De schakeling is vrijwel volgens standaardrecept opgezet. Het S/PDIF-signaal dat op K1 wordt aangeboden, wordt door IC1a voldoende versterkt om goed verwerkt te worden. Met JP1 kan men eventueel ook een Toslink-module als bron kiezen. Na JP1 volgt een spanningsdeler die inverter IC1b net iets onder de halve voedingspanning instelt. Daardoor is de uitgang van de buffertrap voor het aansturen van schakeltransistor T1 'laag' als er geen signaal is. De IR-LED's D1 en D2 blijven dan uit. De buffertrap bestaat uit de resterende poortjes van IC1. Dit is vooral gedaan met het oog op een verhoogde capacitieve belasting, indien men onverhoopt zou besluiten meer LED's te gebruiken. Voor T1 is een kleine D-MOS-transistor van het type BS170 ingezet, die voor snel schakelen uitermate geschikt is. De maximale schakeltijden bedragen slechts 10 ns (typ. 4 ns). Het in geleiding brengen van D1 en D2 is geen probleem. Het uit geleiding gaan van D1 en D2 vereist door de aanwezigheid van parasitaire capaciteiten een kleine toevoeging aan de anders redelijk standaard uitzijnde IR-zendtrap. R7 en R8 zijn



namelijk parallel aan de LED's geplaatst om de parasitaire capaciteiten snel te ontladen. Nadeel van deze toevoeging is natuurlijk dat het stroomverbruik iets toeneemt, maar dat bleek bij het prototype slechts zo'n 10 % te zijn.

Zonder signaal verbruikt de schakeling slechts 25 mA. Mét signaal neemt de uitgangstrap vrijwel het gehele stroomverbruik voor zijn rekening en dan loopt de consumptie op tot ongeveer 0,17 A. Om mogelijke storingen bij deze grote stromen te voorkomen en de signaalverwerking van de ingangstrap niet te verslechteren, moet een en ander goed ontkoppeld worden. L2/C4/C5 ontstoren bijvoorbeeld IC1. Het circuit rond T1 en de LED's moet compact en zo dicht mogelijk bij de spanningsregelaar geplaatst worden, om storingen naar buiten en naar de ingang te voorkomen. Plaats eventueel een ontstoorspoel (met ont koppelcondensator naar massa) in serie met R9. De spoel moet wel 0,3 A kunnen verwerken en bij meer trappen evenredig meer!

De schakeling dient bij voorkeur in een goed afgeschermd behuizing te worden ingebouwd en het verdient aanbeveling de 230-V-ingang van de voeding van een netfilter te voorzien. Volledigheidshalve hebben we hier als voorbeeld een standaard-voeding aan het schema toegevoegd, maar elke andere gestabiliseerde 5-V-voeding is natuurlijk ook bruikbaar. LED D3 verzorgt de verplichte netspanningsindicatie.

(034063)

Beveiligde toets

049



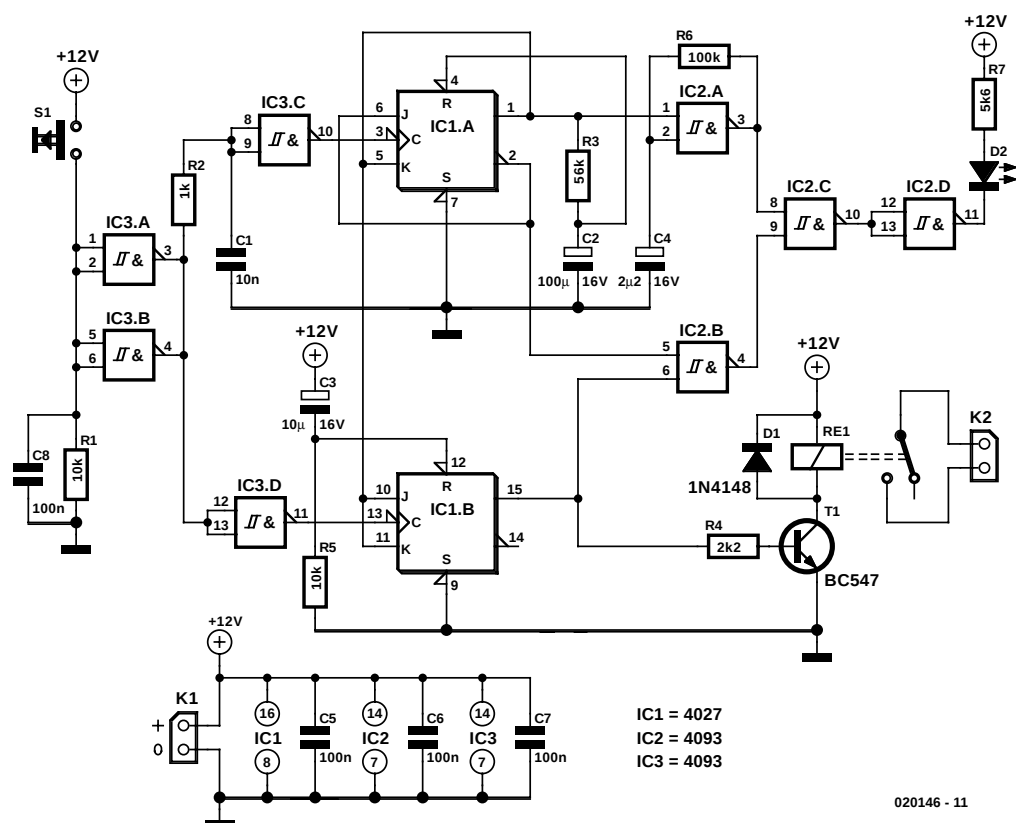
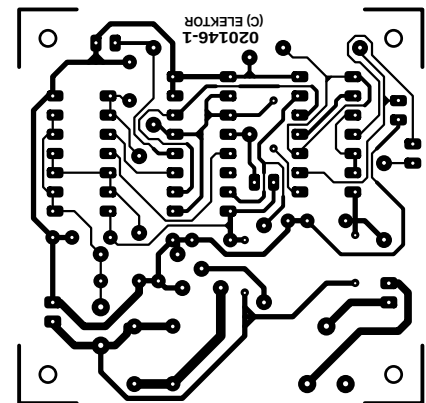
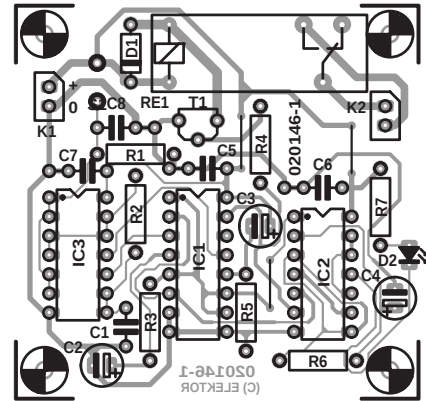
Ludwig Libertin

Auteur dezes maakt al sinds geruime tijd gebruik van een zelfgebouwd toetsenbordje om de verschillende netverbruikers van de 'PC-installatie' afzonderlijk in- en uit te kunnen schakelen. Een van die toetsen heeft tot taak de de PC zelf in en uit te schakelen en dat geeft wel eens aanleiding tot misverstanden. Wil men de printer inschakelen en drukt men op de verkeerde toets, dan kan het namelijk gebeuren dat ineens de PC wordt uitgeschakeld!

De oplossing hiervoor (en voor soortgelijke gevallen) is een beveiligde toets die men binnen een zekere tijd twee keer moet drukken om het commando (relais in/uit) te doen uitvoeren. Na de eerste keer drukken gaat een in de toets geïntegreerde LED ongeveer 7 seconden lang knipperen. Drukt men de toets binnen die tijd nog eens, dan sluit het relais en licht de LED continu op. Bij het uitschakelen werkt het precies zo.

Het schema is betrekkelijk simpel. Na een druk op S1 schakelt flipflop IC1a om en gaat LED D2 knipperen. Voor dat laatste zorgt de rond IC2a opgebouwde oscillator, waarbij de knipperfrequentie door R6 en C4 wordt bepaald. Tegelijkertijd wordt de tweede flipflop IC1b via de J/K-ingangen vrijgegeven.

Via R3 wordt C2 langzaam opgeladen. Na het bereiken van de schakeldrempel wordt flipflop IC1a weer gereset. Binnen deze vertragingstijd moet S1 nog een keer gedrukt worden. IC1b die nu als data-



020146 - 11

Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1,R5 = 10 k
R2 = 1 k
R3 = 56 k
R4 = 2k2
R6 = 100 k
R7 = 5k6

Condensatoren:

C1 = 10 n, steek 5 mm
C2 = 100 μ /16 V radiaal
C3 = 10 μ /16 V radiaal
C4 = 2 μ 2/16 V radiaal
C5...C8 = 100 n

Halfgeleiders:

D1 = 1N4148

D2 = LED rood, low current

T1 = BC547

IC1 = 4027

IC2,IC3 = 4093

Diversen:

K1,K2 = soldeerpennen

Rel = relais 12 V (bijv. Siemens V23057-12V)

S1 = drukknop 1 x maak

flipflop werkt (dus bij elke positieve flank van uitgangstoestand verandert) klapt om en het relais trekt aan. Daarnaast zorgt IC2b dat D2 continu gaat branden (of dooft bij uitschakelen). C3 voorkomt dat bij een eventuele stroomuitval het

relais eigenmachtig zou aantrekken.

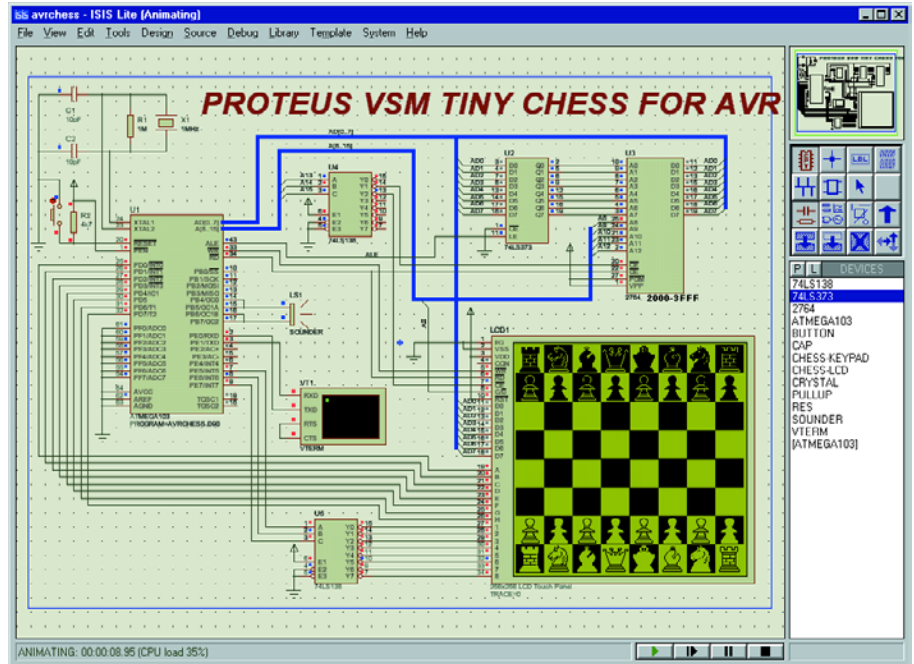
De voor de schakeling ontworpen print-layout kan via de Elektuur-website worden gedownload.

Uitgebreid simulatiepakket 050

Bij het ontwerpen van elektronische schakelingen wordt vaak gebruik gemaakt van simulatieprogramma's. Hiermee kunnen verschillende varianten snel worden uitgetest en kunnen eventuele ontwerpfouten in een vroeg stadium worden ontdekt, nog voordat er een prototype is opgebouwd. Afhankelijk van het simulatiepakket in kwestie kan men het resultaat bekijken in grafieken of zelfs met behulp van virtuele meetinstrumenten.

Het probleem bij de meeste simulatiepakketten zit hem echter in het simuleren van een microcontroller. Als zo'n microcontroller in het ontwerp aanwezig is, met bijbehorend programma, dan laten de meeste simulatiepakketten het afweten. Een prettige uitzondering hierop vormt het simulatiepakket 'ISIS' van de firma Labcenter Electronics. Dit programma is in staat om verschillende microcontrollers te simuleren in een elektronische schakeling. Zo is er naast de gebruikelijke instrumenten van een simulatiepakket tevens voorzien in diverse debuggers voor o.a. de 8051/AVR/HC11 en PIC-controllers. Het software-pakket bevat daarnaast een aantal componenten die typisch zijn voor een microcontroller-applicatie, zoals 7-segments displays, een keypad, (grafische) LCD's, etc. Deze componenten zijn tijdens de simulatie met de muis te bedienen, zodat de gebruikersinterface ook in het simulatiepakket getest kan worden! GAL's en PAL's worden eveneens ondersteund. Natuurlijk is het programma ook in staat om 'gewone' elektronische schakelingen te simuleren.

De meegeleverde voorbeelden zijn het bekijken meer dan waard. Deze variëren van simpele elektronische stan-



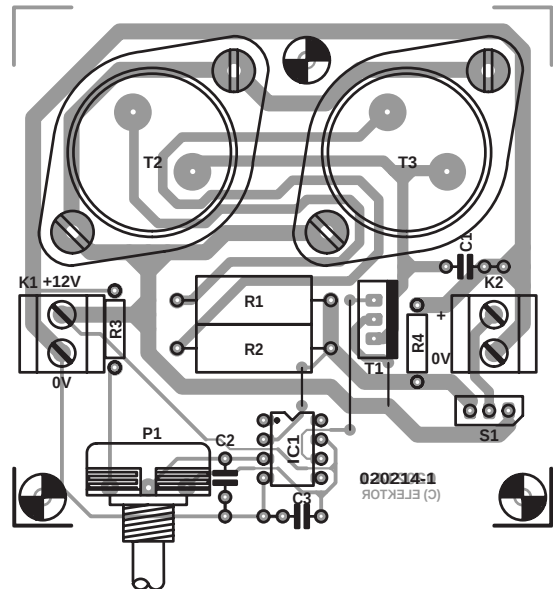
daardschakelingen, zoals een transistorversterker en oscillatoren, tot en met microcontroller-applicaties zoals een klok en zelfs een schaakcomputer met touchscreen!

Wat opvalt in deze simulaties is dat de snelheid waarmee de schakelingen gesimuleerd worden uitzonderlijk hoog is. De meeste microcontroller-applicaties werkten op een PC met een AMD Athlon 900-MHz-processor op realtime snelheid!

Er is een evaluatieversie van het programma te downloaden vanaf <http://www.labcenter.co.uk>. De beperkingen van deze evaluatieversie houden in dat het opslaan en printen van de schakelingen niet mogelijk is. Ook de optie 'schema's in schema's' is bij deze versie niet beschikbaar. Verder is het evaluatiepakket normaal bruikbaar.

Regelbare autovoeding

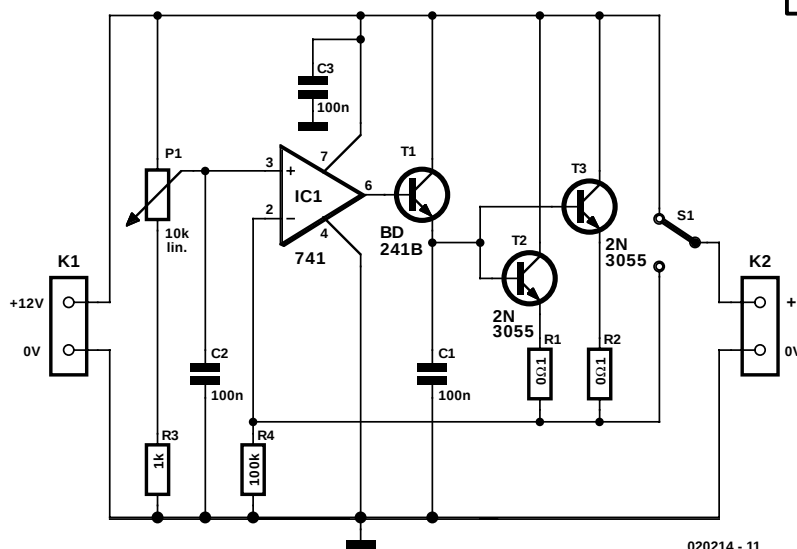
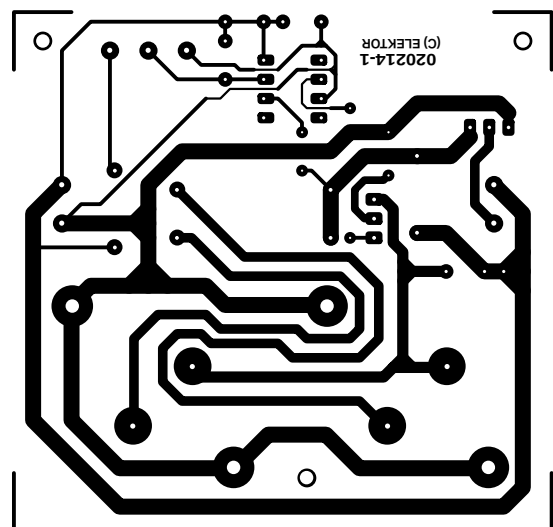
051



Ludwig Libertin

In de auto heeft men nogal eens een flink belastbare spanning nodig die niet door de boordspanningsvariaties wordt beïnvloed en liefst ook nog instelbaar is. Bijgaande schakeling biedt een discreet opgezette oplossing daarvoor en functioneert bovendien zonder 'moeilijke' schakelende regelaar. Keerzijde is wel dat er een spanningsval van 2 V optreedt, zodat het uitgangsspanningsbereik beperkt is tot ongeveer 1,8...10 V. Daar staat weer tegenover dat de toegestane uitgangsbelaasting van 100 W (continu), respectievelijk 140 W (kortstondig) er wezen mag.

Verantwoordelijk voor die royale belastbaarheid zijn twee parallel geschakelde 2N3055's in TO3-behuizing (T2,T3), die vanwege de vereiste basisstroom uiteraard een fikse driver



(T1) nodig hebben. De uitgangsspanning wordt tegengekoppeld naar de inverterende ingang van een als regelaar fungerende 741. De hoogte van de uitgangsspanning kan worden ingesteld met de spanningsdeler die verbonden is met de niet-inverterende ingang; in concreto gebeurt dit dus met P1.

De afgebeelde print-layout kan worden gedownload vanaf de Elektuur-website (EPS 020214-1). Denk erom dat T2 en T3 van een op de belasting aangepaste koeling moeten worden voorzien! De behuizing van een 2N3055 is overigens intern verbonden met de collector, die in dit geval dus aan de plus van de accu ligt.

Indien incidenteel een hogere spanning dan 10 V nodig is, kan (zoals in het schema aangegeven)

Onderdelenlijst

Weerstanden:

$R1, R2 = 0\Omega / 5\text{ W}$

$R3 = 1\text{ k}$

$R4 = 100\text{ k}$

$P1 = 10\text{ k lin.}$

Condensatoren:

$C1 \dots C3 = 100\text{ n}$

Halfgeleiders:

$IC1 = 741\text{CN}$

$T1 = \text{BD241B}$

$T2, T3 = 2\text{N3055}$

Diversen:

$K1, K2 = 2\text{-polige printkroonsteen, steek } 5\text{ mm}$

$S1 = \text{schakelaar } 1 \times \text{wissel (zie tekst)}$

het complete regelcircuit eventueel met een schakelaar worden overbrugd, zodat de accuspanning rechtstreeks wordt doorgelust naar de uitgang. Deze schakelaar dient natuurlijk

wel berekend te zijn op de stroom van de gebruiker in kwestie.

Auto-binnenverlichting met uitschakelvertraging

052

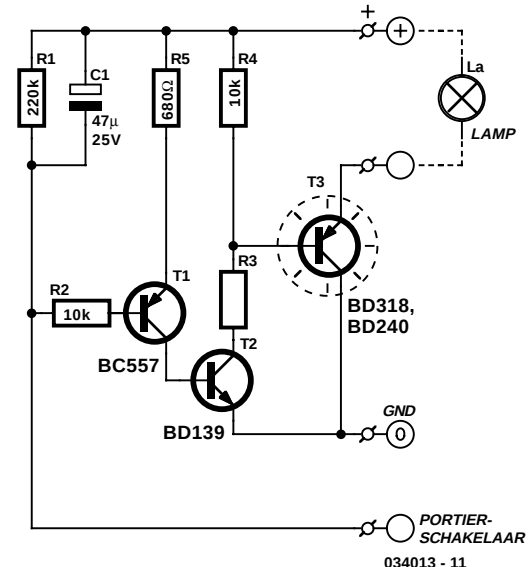
Ludwig Libertin

Een uitschakelvertraging op de binnenverlichting van een auto is tegenwoordig standaard aanwezig. Maar er zijn uitzonderingen, bijvoorbeeld bij de wat oudere auto's. Daar zit je dan in het donker als je in de auto zittend het voorportier sluit. Daar moeten we wat aan doen!

De auteur heeft deze schakeling op SMD-wijze opgebouwd, dat wil zeggen de onderdelen zijn aan de koperzijde van een stukje printplaat gemonteerd. De enige gaten zijn de vier gaten voor de bevestiging van de print. Deze is gemonteerd op het koellichaam (een koelvinger van 7,2 K/W) van vermogenstransistor T3. Het koellichaam zit aan massa.

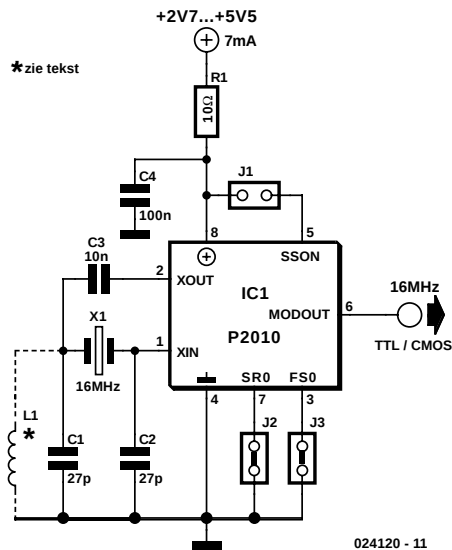
De lamp gaat aan zodra de deur wordt geopend. Als de deur dicht is, blijft de lamp nog 30 s met volle kracht branden en dooft vervolgens langzaam uit. De stroom door de lamp is na ongeveer 1 minuut tot nul gedaald.

(034013)



EMC-verbeteraar

053



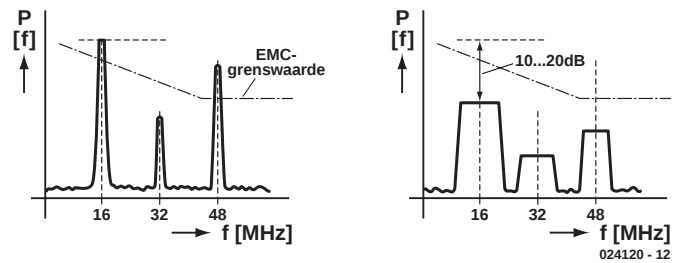
Gregor Kleine

Alle elektronische apparaten moeten tegenwoordig aan strenge eisen voldoen wat betreft EMC (ElektroMagnetische Compatibiliteit). Vooral digitale schakelingen hebben een slechte naam wat betreft het veroorzaken van allerlei storingen. Meestal worden deze problemen opgelost door een grondige afscherming en filtering van signalen.

Maar het kan ook anders.

De firma Pulse Core, in 1998 opgericht en eind 2001 overgenomen door Alliance Semiconductor, heeft een simpele en goedkope manier bedacht om de storing veroorzaakt door de klokgenerator meteen bij de wortel aan te pakken (<http://www.alsc.com/products/pulsecoremore.htm>).

Het probleem van een klokgenerator voor digitale schakelingen is dat die altijd op een vaste frequentie werkt. Dat is echter vaak niet nodig. Door nu de frequentie in de tijd te veran-



FS0	SR0	Frequenzbereich	Spreading
I	0	10...20 MHz	± 1,50 %
I	I	10...20 MHz	± 2,50 %
0	0	20...35 MHz	± 1,25 %
0	I	20...35 MHz	± 2,00 %

deren, wordt ook het stoorsignaal uitgesmeerd over een grotere frequentieband. En dat scheelt behoorlijk. In de praktijk neemt de storing met 10 tot 20 dB af. Deze techniek wordt ook *spread spectrum* genoemd. Een IC, de P2010, bevat een kristaloscillator voor frequenties tussen 10 en 35 MHz, tezamen met de spread-spectrum jitter-schakeling. Er zijn ook IC's voor hogere frequenties. Kristal X1 is een grondtoonkristal. Bij overtone-kristallen zorgt spoel L1 er voor dat het kristal op de juiste boventoon (derde of vijfde) oscilleert. Het frequentiebereik wordt met aansluiting F50 ingesteld (zie tabel). Met SR0 kan voor de spreiding uit twee bereiken worden gekozen.

0: draadbrug 2 en 3 gesloten

1: draadbrug 2 en 3 open

Het IC trekt ongeveer 7 mA en werkt zowel met 3,3 V als met 5 V logica samen. Met draadbrug 1 kan het jitter-effect, bijvoorbeeld voor testdoeleinden, helemaal worden uitgezet.

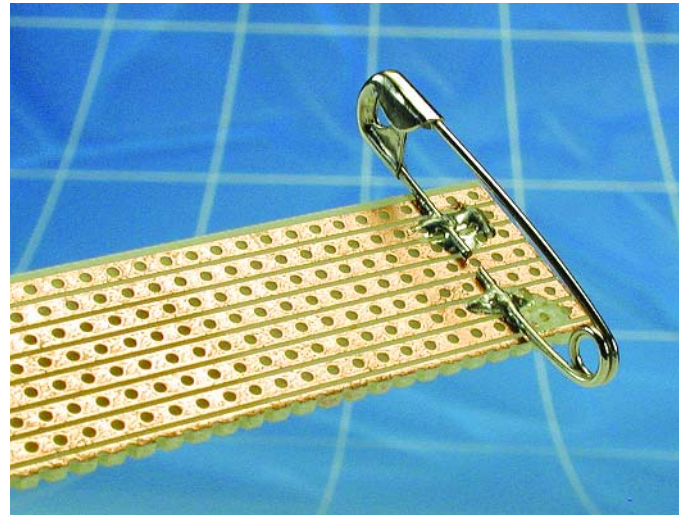
(024120)

Schakelaar annex bevestiging voor LED-broches 054

LED's worden vaak toegepast om badges of broches te verlevendigen. LED's trekken nu eenmaal altijd aandacht, zeker als ze ook nog knipperen. Het is ook niet voor niets dat knipperende LED-ornamenten een steeds terugkerend en onverminderd populair item vormen op de beroemde 'Soldeertafel' van Elektuur die op diverse beurzen te bewonderen valt.

Kleine LED-'broches' worden altijd gevoed met een batterij. Doorgaans is dat niet meer dan een knoopcel en die moet natuurlijk niet belast worden als het ornament niet gedragen wordt. Daarom is een schakelaar geen overbodige luxe. Een 'echte' schakelaar is meestal te groot of te duur in vergelijking met de rest van de schakeling. Omdat een LED-broche altijd wordt voorzien van een of andere speld om ze aan jas, blouse of trui te kunnen bevestigen, is het wel handig om om zo'n aangesoldeerde veiligheidsspeld tevens als schakelaar te gebruiken. In de praktijk blijkt dat prima te werken.

Zorg voor twee soldeereilandjes op de print en sluit de plus-pool van de batterij aan op een van beide eilandjes. Het andere eilandje is dan voor de voedingsspanning van de schakeling. Soldeer een 'poot' van een (intacte) veiligheidsspeld vast op beide eilandjes, maak de speld open en knip of slijp de vastgesoldeerde poot door tussen beide bevestigingspunten. Klus geklaard! Knippen gaat (afhankelijk van het materiaal waar de speld van is gemaakt) niet altijd goed: als de speld te hard is,

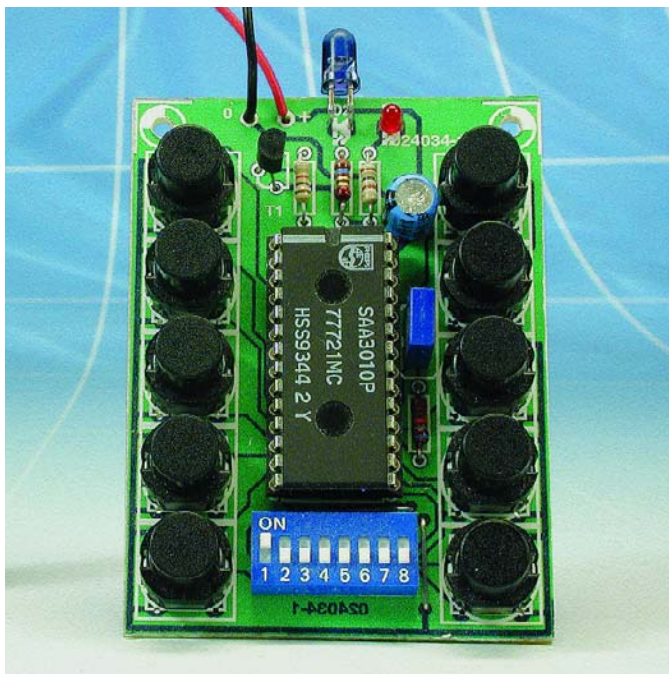


breken de soldeerverbindingen door de klap. Doorslijpen of -vijlen is dan een betere oplossing.

Nog een laatste opmerking: De meeste 'echte' veiligheidsspelden zijn gegalvaniseerd en niet zonder meer te solderen. Voor het solderen moet daarom even de bescherm laag worden weggekrast.

RC5-zendertje

055



Frank Wohlrabe

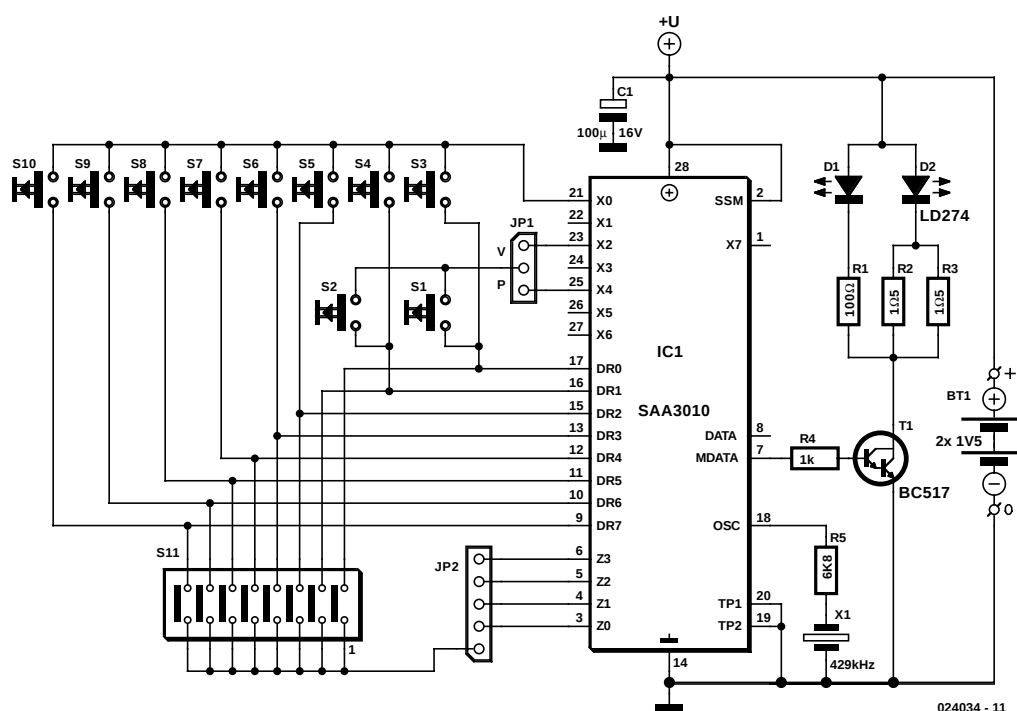
In het verleden zijn er in Elektuur veel projecten geweest over gegevensoverdracht middels infrarood licht op basis van de RC5-code van Philips. Een basisonderdeel van deze schakelingen was altijd een RC5-afstandsbediening van het merk Philips of Loewe, of een zelfgebouwd exemplaar op basis van het RC5-encoder-IC SAA3010. Nu heeft Philips eind vorig jaar officieel gemeld dat men stopt met dit IC ('end of life' in Phi-

lips-terminen). Het schijnt echter nog geen probleem te zijn om een exemplaar van dit IC ergens uit een voorraad te bemachtigen en dit zou nog wel een tijd zo kunnen blijven. Los daarvan blijft een schakeling voor een eenvoudige afstandsbediening zinvol omdat er ook alternatieven zijn. Bijvoorbeeld de PT2211 en HT6230 van de respectievelijke Taiwanese firma's Princeton en Holtek.

De zender moet flexibel zijn en meerdere apparaten kunnen aansturen. Hierbij wordt altijd gebruik gemaakt van een apparaat-afhankelijke adrescode. Daarom is hier een 8-polige DIP-switch toegepast waarmee de systeemadressen 0...7 kunnen worden ingesteld. Volgens het RC5-protocol kunnen daarmee

SII-	Adres	Apparaat
1	0	TV1
2	1	TV2
3	2	Videotekst
4	3	Uitbreiding TV1/TV2
5	4	Laser Vision Player
6	5	VCR1
7	6	VCR2
8	7	Gereserveerd

worden bestuurd. Daarbij is natuurlijk het 'zelfbouw systeem-adres' 7 bijzonder interessant. Met een jumper (of draadbrugje) kan ook een ander adresbereik worden ingesteld: Daarmee kan de RC5-zender met alle mogelijke RC5-ontvangers samenwerken.



Adresbereik	Jumper JP2
0 ... 7	I-2
8 ... 15	I-3
16 ... 23	I-4
24 ... 31	I-5

Druknop	Commando	JP1	Commando
S3	0	-	0
S4	1	-	1
S5	2	-	2
S6	3	-	3
S7	4	-	4
S8	5	-	5
S9	6	-	6
S10	7	-	7
S1	16	I-2	Volume +
S2	17	I-2	Volume -
S1	32	2-3	Preset +
S2	33	2-3	Preset -

Met de tien drukknoppen kunnen tien verschillende opdrachten verstuurd worden aan apparaten die door de combinatie van JP2 en S11 zijn uitgekozen. De drukknoppen S1 en S2 zijn speciaal: afhankelijk van de stand van JP1 (dat kan een jumper, een draadbrug of een klein schuifschakelaartje zijn) wordt het geluidsvolume of de preset-waarden geregeld.

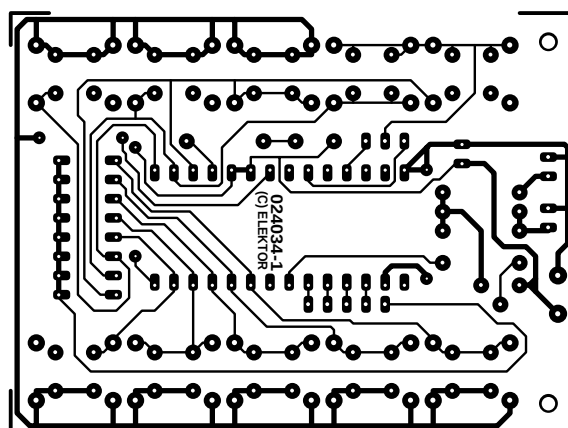
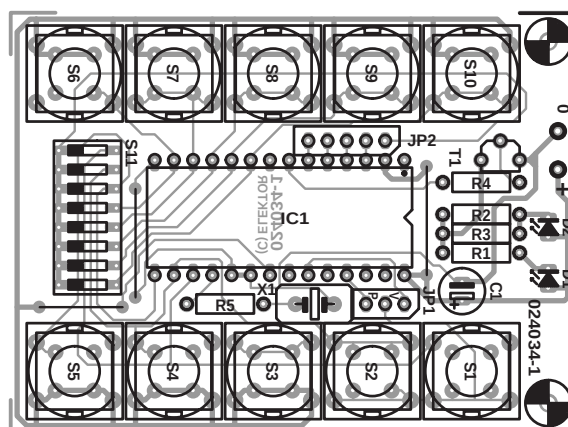
Hiermee is deze eenvoudige RC5-zender compatibel met de *Modelbouw-afstandsbesturing* uit Elektuur 4/2001.

Verder is de schakeling uit **figuur 1** helemaal uitgevoerd volgens de datasheet. Aansluiting SSM wordt op V_{pp} aangesloten, omdat de adreskeuze door de DIP-schakelaar wordt bepaald. Philips adviseert een resonator van 429 kHz voor de standaard-timing van het RC5-protocol. Een resonator voor 455 kHz is gemakkelijker verkrijgbaar, maar dan wordt lengte van een bit ongeveer 40 μ s korter. Als de ontvanger ook zelf wordt gebouwd, kan dat geen kwaad, want dan kan men daar rekening mee houden.

Voor het aansturen van de IR-zenddiode D2, die licht in het infrarood bereik van 950 nm uitzendt, wordt een darlington-transistor BC517 toegepast. Deze heeft zo'n hoge stroomversterking en kan zo veel stroom leveren dat hij daarnaast ook een 'normale' LED D1 aan kan sturen als functie-controle. De stroom is zo ingesteld dat de reikwijdte ongeveer 8 m is.

De schakeling heeft een voedingsspanning van 3 V nodig, waarvoor bijv. twee penlight-batterijen kunnen worden gebruikt. In

2



Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1 = 100 Ω
R2,R3 = 1 Ω 5
R4 = 1 k
R5 = 6k8

Condensator:

C1 = 100 μ /16 V radiaal
(lage uitvoering)

Halfgeleiders:

D1 = LED rood, 3 mm
D2 = LD274

T1 = BC517

IC1 = SAA3010 (zie tekst)

Diversen:

BT1 = 2 x 1,5-V-batterij met houder

S1...S10 = drukknop voor printmontage (bijv. ITT/Shadow D6)

X1 = 2-polige keramische resonator 429 kHz

JP1 = 3-polige header met jumper, of draadbrug

JP2 = draadbrug

S11 = 8-voudige DIP-switch

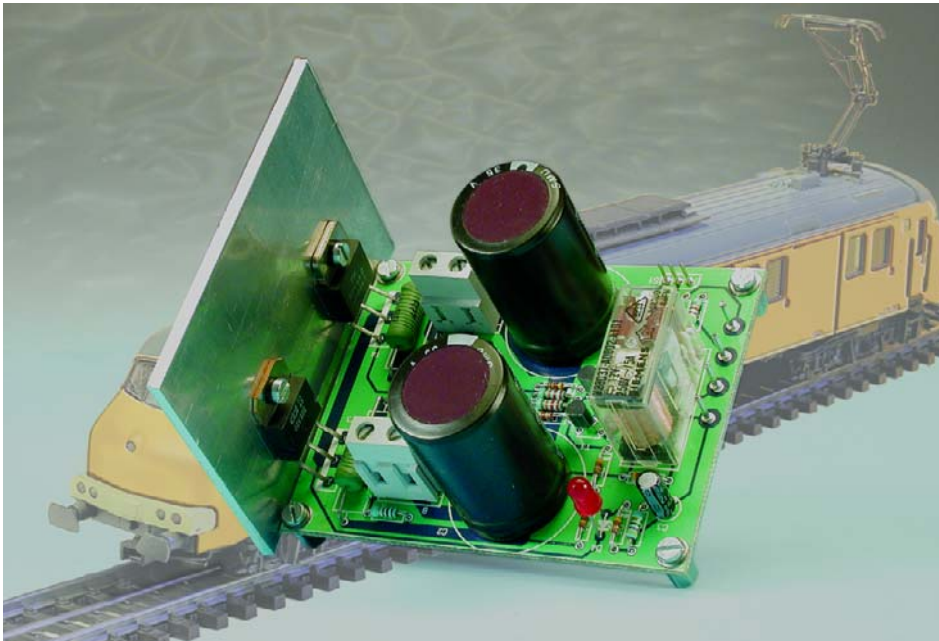
rust hoeft de spanningsbron maar 10 μ A te leveren.

Voor de eenvoudige IR-zender is een printje ontworpen (**figuur 2**). De layout is ook beschikbaar op de Elektuur-website (EPS-nr. 024034-11).

(024034)

EDiTS Pro budget-booster

056



Steffen van de Vries

Voor veel mensen is wellicht de bestaande EDiTS-booster met een uitgangsstroom van 10 A net een beetje te veel van het goede. Hoewel die booster op veel aspecten duidelijk superieur is aan het hier beschreven ontwerp, is deze 'Budget-

booster' toch zeer geschikt om een overstap te maken van een analoge naar een digitaal bestuurd modelbaan. Zelfs de vertrouwde treintrafo uit het analoge tijdperk (AC) is uitstekend in te zetten voor dit doel.

N.B. Hoewel de Budget-Booster ook voor andere controllers te gebruiken is (op K8-1 en K8-2 kan een symmetrisch signaal worden aangeboden), is de schakeling bedoeld voor aansluiting op de EDiTS-Pro controller. De markering van de aansluitingen op de print komt dan ook overeen met de connectors op de EDiTS-Pro controller-print.

Het schema laat zien dat de uitgang aangestuurd wordt door een complementair darlington-paar (T3,T4). Deze darlington's zijn iets anders geschakeld dan bij de 10-A-booster (de

belastingsweerstand R10 en R11 zijn in de emitterleiding opgenomen), wat het voordeel met zich meebrengt dat beide collectors met elkaar zijn doorverbonden. Omdat deze aansluiting ook is doorverbonden met de bevestigingslip, kunnen de darlington's ongeïsoleerd op een koelprofiel gemonteerd worden.

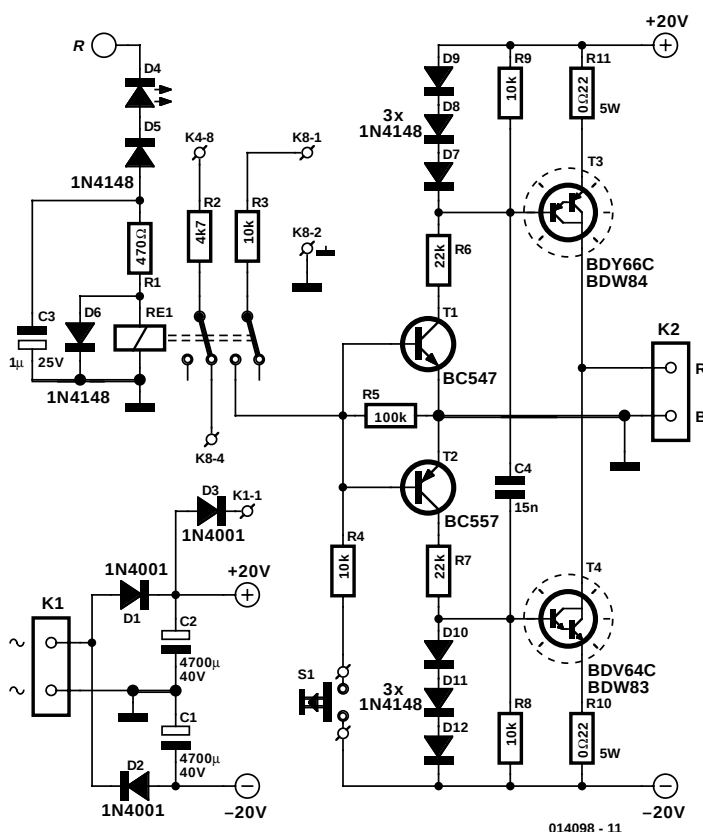
Als koellichaam is overigens een aluminium plaatje van 3 x 8 cm met een dikte van 3 mm al ruim voldoende.

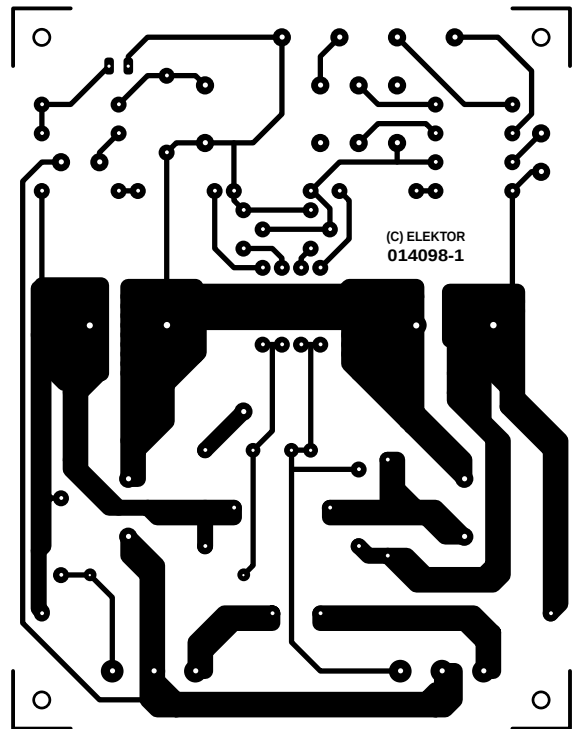
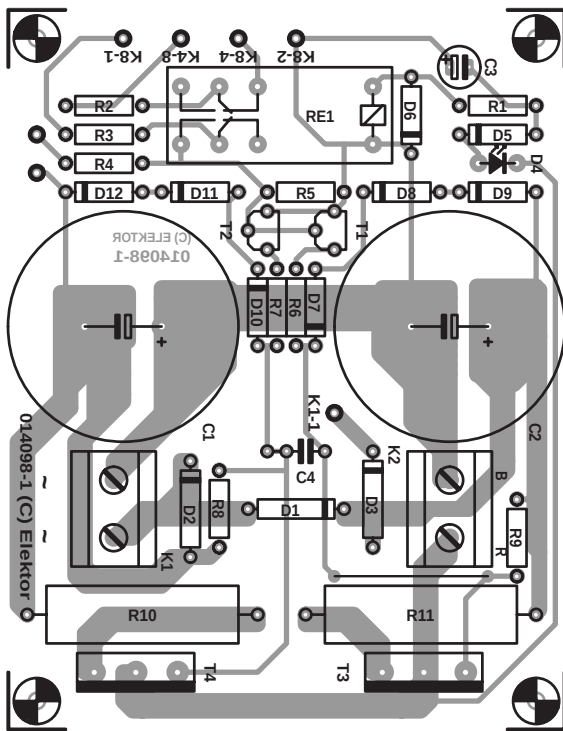
R10 en R11 vormen samen met de dioden D7...D12 de stroombegrenzing van de booster. Bij een spanningsval van ongeveer 0,6 V zal de stroombegrenzing in werking treden, hetgeen met de hier gekozen weerstandswaarde van 0,22 Ω bij ca. 2,5 A het geval zal zijn.

Aansturing van de darlington's vindt plaats door twee normale complementaire transistoren (T1 en T2). Wordt er geen signaal aangeboden, dan sperren beide transistoren en zullen ook de darlington's niet in geleiding komen, waardoor de uitgang hoogohmig is.

Naast de stroombegrenzing is er ook voorzien in een afschakelcircuit, bestaande uit de schakeling rond relais RE1. Zolang er op de booster-uitgang een negatieve spanning aanwezig is, zal dit circuit sturing van de booster toestaan (het Motorola-formaat is het grootste deel van de tijd negatief, zodat dit ingangssignaal de uitgang bijna continu negatief zal maken). Wordt de uitgang kortgesloten, dan valt het relais af, er wordt geen signaal meer doorgegeven en de uitgang wordt hoogohmig. Is de kortsluiting opgeheven, dan kan door kortstondig een negatieve spanning op de ingang aan te bieden (indrukken go-toets S1) het relais opnieuw bekrachtigd worden, waarna het ingangssignaal weer de booster kan aansturen.

Condensator C3 zorgt voor enige tijdvertraging, waardoor het relais niet te snel afvalt. Als kortsluitindicator is in serie met diode D5 een LED (D4) opgenomen; deze LED brandt





Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1 = 470 Ω
 R2 = 4k7
 R3,R4,R8,R9 = 10 k
 R5 = 100 k
 R6,R7 = 22 k
 R10,R11 = 0,22 Ω /5 W

Condensatoren:

C1,C2 = 4700 μ /40 V radiaal
 C3 = 1 μ /25 V radiaal
 C4 = 15 n

Halfgeleiders:

D1...D3 = 1N4001
 D4 = LED
 D5...D12 = 1N4148
 T1 = BC547

T2 = BC557

T3 = BDV66C of BDW84

T4 = BDV64C of BDW83

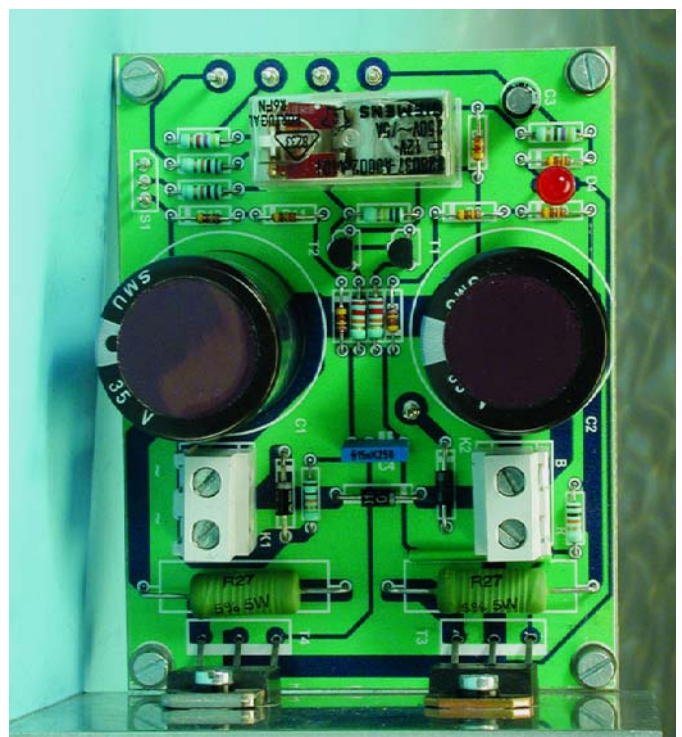
Diversen:

K1,K2 = 2-polige printkroonsteen, steek 7,5 mm
 S1 = enkelpolige maakcontact
 RE1 = relais 12 V, 2 x wissel (bijv. Schrack V23037)

indien de booster signaal afgeeft en gaat uit bij een kortsluiting. Als noodstop-toets kan desgewenst nog een drukknop in serie met R1 worden geschakeld; als R1 verticaal op de print wordt geplaatst, is deze toevoeging eenvoudig te realiseren. Conform de ongeschreven standaardisatie wordt voor de go-toets een groene drukknop ingezet en voor de stop-toets een rode. De schakeling is voorzien van een kortsluitretourmelder in de vorm van de met RE1 verbonden weerstand R1; hierdoor 'weet' de nieuwe controller of er signaal op de baan aanwezig is. Als voedingsbron kan op K1 heel goed een 16 V/32 VA treintrafo worden aangesloten. Met D1/D2 en C1/C2 wordt hier op simpele wijze een symmetrische gelijkspanning van afgeleid. Met een geringe aanpassing kan ook de EdiTS Pro controller gevoed worden vanuit de treintrafo: als namelijk de 5-V-regelaar op het controller-printje wordt voorzien van een koelplaatje (2 x 3 cm, 2 mm dik), kan met behulp van diode D3 de controller zijn voeding onttrekken van de treintrafo.

De voor de booster ontworpen print wordt vooral gedomineerd door de ruimte die C1, C2 en RE1 in beslag nemen. Omdat de eigenlijke schakeling slechts weinig componenten telt, zal de opbouw van de print niet veel tijd vergen.

(014098)



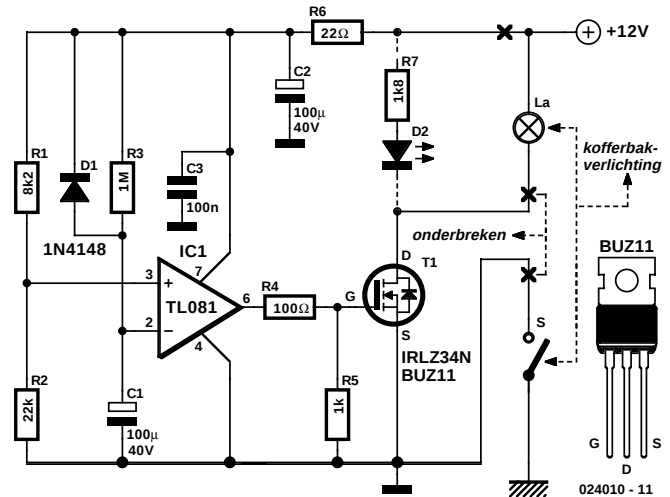
Auto-power-off

057

Manfred Mattiza

Bijgaand ontwerp vormt een universeel bruikbare 'automatische uitschakelaar'. De ontwerper gebruikt hem zelf in zijn auto om te voorkomen dat een abusievelijk niet gedoofde lamp (kofferbak- of interieurverlichting) de accu leegtrekt als de auto een paar dagen in de garage staat. Maar natuurlijk zijn er ook legio andere toepassingen te bedenken.

De werking is even eenvoudig als effectief. Opamp IC1 is als comparator geschakeld. Spanningsdeler R1/R2 maakt dat op de niet-inverterende ingang een spanning staat ter grootte van $\frac{3}{4}$ van de voedingsspanning. Op de andere ingang is de spanning bij het inschakelen nul, om daarna langzaam te stijgen als C1 via R3 langzaam wordt geladen. Zodra deze spanning de met R1/R2 ingestelde waarde bereikt, klapt de uitgang van de comparator van 'hoog' naar 'laag'. Bij de in het schema aangegeven dimensionering is dit na ongeveer 100 s het geval. De comparator stuurt een 'dikke' N-kanaals MOSFET aan, die geleidt zolang zijn gate 'hoog' is, maar de aangesloten belasting (lamp) onderbreekt wanneer de comparatoruitgang 'laag' wordt. De optionele LED geeft aan of de lamp al dan niet brandt. Wordt de in de massaleiding opgenomen schakelaar



gesloten, dan wordt elco C1 via D1 snel ontladen en dooft de lamp.

De ruststroom bedraagt circa 3 mA en dat is voor de auto-accu zo goed als verwaarloosbaar.

(024010)

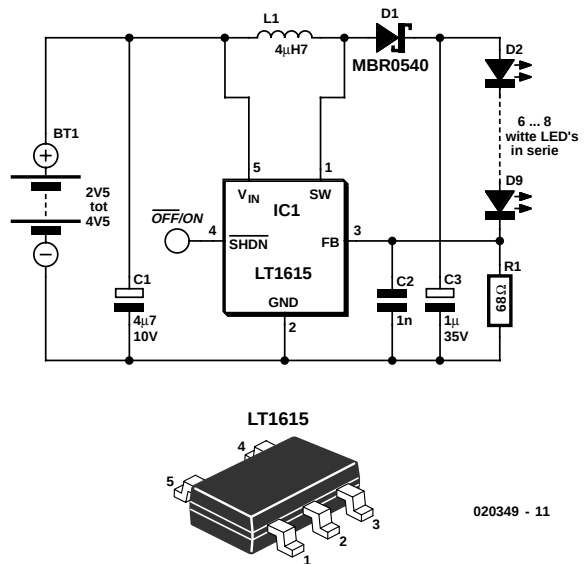
Stepup-booster voor acht witte LED's

D. Prabakaran

Kleine witte LED's leveren tegenwoordig relatief veel wit licht, met hoge betrouwbaarheid en lage kosten. Dit in tegenstelling tot bijvoorbeeld fluorescerende backlights. Helaas kan de drempelspanning tot wel 4 V bedragen, waardoor voeding direct uit een enkele (Li-ion) cel niet mogelijk is.

Bij toepassingen waar meer witte LED's nodig zijn of een groter rendement vereist is, kan een LT1615 boost-converter ingezet worden, om een serieschakeling van LED's aan te sturen. De hier weergegeven schakeling is behoorlijk efficiënt (ongeveer 80%) en levert een constante stroom voor maximaal acht LED's. Om acht witte LED's in serie te kunnen gebruiken, is een spanning van tenminste 29 V nodig. Dankzij de interne 36 V/350 mA schakelaar in de LT1615 is dit hier geen probleem. Omdat de schakeling voor een constante stroom zorgt, is de stroom door alle LED's gelijk - ongeacht eventuele verschillen in drempelspanningen. Hoewel deze schakeling ontworpen is voor een Li-ion batterij (2,5 tot 4,5 V) als voeding, werkt de LT1615 al met voedingsspanningen vanaf 1 V. Het beschikbare vermogen aan de uitgang is dan uiteraard wel lager.

Als de uitgangsspanning lager blijft dan 20 V, is de SMD Schottky-diode MBR0520 van Motorola (0,5 A 20 V) een goede keuze voor D1. Met acht LED's kan beter een diode gebruikt worden die geschikt is voor hogere spanningen, zoals de MBR0540 (0,5 A/40 V). Schottky-diodes zijn in ieder geval aan te raden. Hiervan is de drempelspanning laag en de schakelsnelheid hoog. Er zijn genoeg fabrikanten die dergelijke types leveren, maar let er op dat de uiteindelijk gekozen component geschikt is voor ten minste 0,35 A. Spoel L1 (4,7 μ H) wordt onder andere gefabriceerd door Murata, Sumida en Coilcraft. De LT1615 werkt met een constante 'uit-tijd'. Op deze manier zijn grote rendementen in een groot stroombereik mogelijk. Om er voor te zorgen dat er een gegarandeerde constante uit-tijd is van 0,4 μ s, wordt de interne schakelaar van de LT1615 pas uit gezet als de 350-mA-limiet (of 100 mA bij de LT1615-1) is bereikt. Tussen het bereiken van deze limiet en het daadwerkelijke uitschakelen zit nog een vertraging van 100 ns. Gedurende deze 100 ns zal de stroom door de spoel nog oplopen. Bij



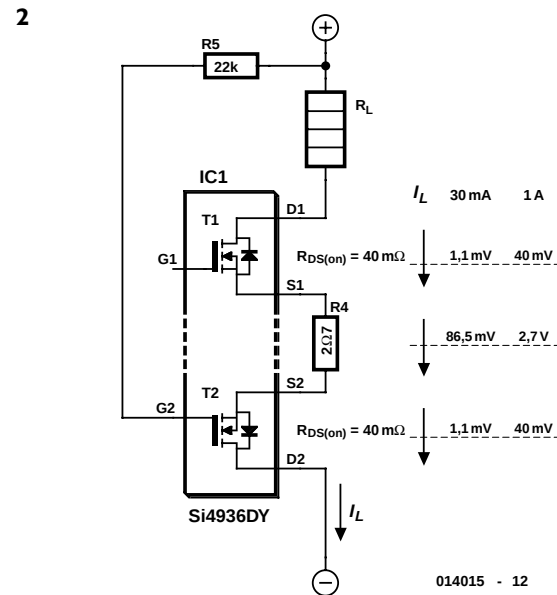
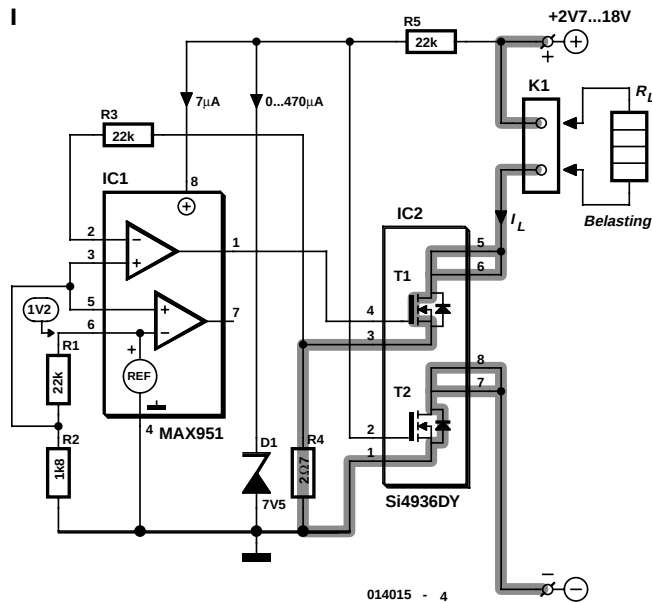
kleinere inductiewaarden kan deze overschrijding van de limiet helpen om net wat extra vermogen aan de uitgang te leveren. Deze piekstroom loopt ook door de diode tijdens normaal bedrijf. Ondanks de interne limiet van 350 mA kan de schakelaar van de LT1615 wel grotere stromen aan, maar het rendement zal dan achteruit gaan. Met de LT1615 worden de beste resultaten gehaald als de piekstroom ruim onder de 700 mA blijft. Verder bevat de LT1615 nog een beveiligingsschakeling die ingrijpt bij het starten en bij kortsluitingen. Als het niveau op pin FB minder dan ongeveer 600 mV is, wordt de uit-tijd verlengd naar 1,5 μ s en de stroom beperkt tot ongeveer 250 mA (dat is 70% van de normale waarde). De gemiddelde stroom door de spoel wordt zo gereduceerd. Daardoor wordt de dissipatie in de interne schakelaar, de externe spoel L1 en diode D1 beperkt. De uitgangsstroom wordt bepaald door $V_{ref}/R1$, hier dus $1,23 \text{ V}/68 = 18 \text{ mA}$.

Meer informatie over de LT1615 is te vinden in bijbehorende datasheets, die te downloaden zijn op:

<http://www.linear-tech.com/pdf/16151fa.pdf>

Nauwkeurige stroombron

059



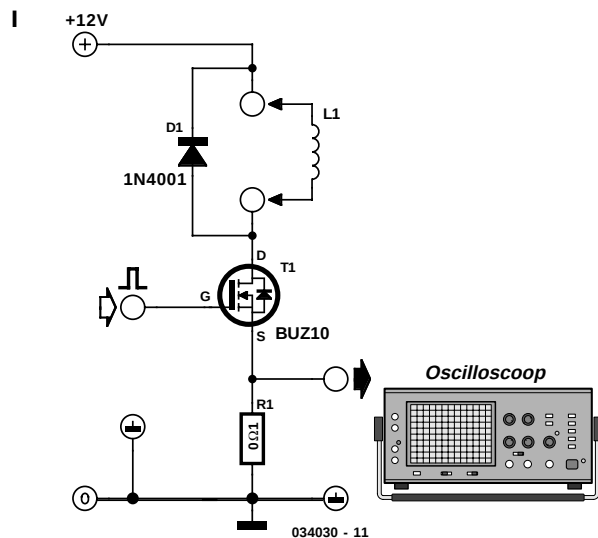
Klaus Thiesler

Deze stroombron is heel spaarzaam met energie en is daardoor zeer geschikt voor toepassingen waarbij een batterij wordt gebruikt. In het schema van **figuur 1** is te zien dat aan de uitgang van de schakeling een dubbele MOSFET (IC2) van het type Si4936 DY wordt gebruikt. Weerstand R4 fungeert als meetweerstand voor de stroom. De spanning hierover wordt door de opamp constant gehouden op 90 mV. De voedingsspanning mag daarbij dalen tot de werkspanning van de belasting. Is de voedingspanning groter, dan regelt T1 in IC2 de stroom. De beide MOSFET's T1 en T2 kunnen theoretisch maximaal een stroom van 4,6 A verwerken. IC2 is alleen verkrijgbaar in de SMD-behuizing SO8. In **figuur 2** is nader uitgewerkt welke spanningen er zullen ontstaan bij verschillende stromen door T1, T2 en R4.

IC2, een MAX951, heeft behalve twee opamps ook een referentiespanningsbron aan boord. De referentiespanning bedraagt 1,200 V en deze is verbonden met pen 6 van het IC. De spanningsdeler rond R1 en R2 bepaalt de spanning op de niet-inverterende ingang van de opamp (90 mV). De gemeten stroom komt via R3 terecht op de inverterende ingang van de opamp. T2 fungeert hier alleen als ompoolbeveiliging. De maximaal toegestane spanning tussen source en gate is tevens de maximaal toegestane voedingspanning van deze schakeling. Met de hier gegeven componentwaarden is de stroombron ingesteld op 33 mA. Voor andere waarden van de stroom kunnen de weerstanden R2 en R4 worden aangepast. Deze schakeling is in eerste instantie bedoeld voor niet al te grote stromen. Bij stromen groter dan 200 mA moet voor R4 een lagere waarde worden gekozen.

Low-cost inductiemeter

060



Deze inductiemeter bestaat uit welgeteld vier componenten die in een mum van tijd op een stukje gaatjesprint kunnen worden gezet. Om de meter te gebruiken zijn verder nog nodig: een voeding, een pulsgenerator en een oscilloscoop. Het gaat hier dus niet zozeer om een compleet meetinstrument alswel om een handige hulp in een hobby-laboratorium.

Spoelen

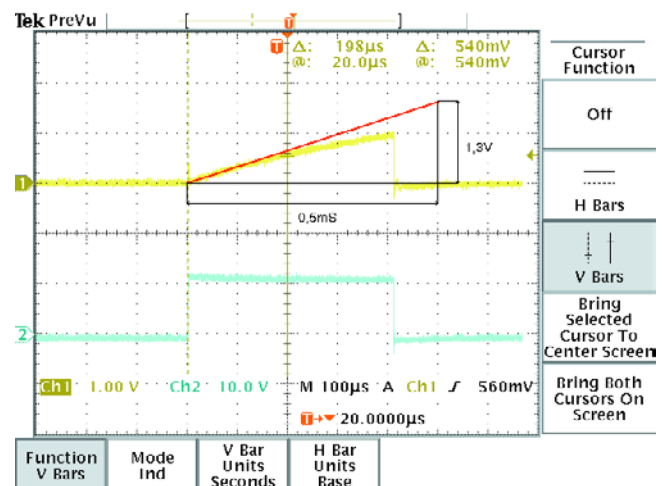
Een spoel doet met stroom wat een condensator doet met spanning, namelijk: opslaan en weer afgeven. Een constante spanning over een ideale spoel veroorzaakt een lineair stijgende stroom door de spoel. Precies gezegd: $dI/dt = U/L$. Deze formule ziet er misschien wat vreemd uit, maar is in feite heel erg simpel. dI/dt geeft aan hoe snel de stroom verandert in ampère per seconde. U is de spanning over de spoel en L is de inductiviteit (waarde) van de spoel. We kunnen van bovenstaande formule afleiden dat hoe groter de waarde van spoel is, des te langzamer de stroom door deze spoel zal toenemen.

De schakeling

Als we nu gedurende een korte tijd een constante spanning op een spoel zetten, kunnen we de waarde van deze spoel bepalen door te kijken hoe snel de stroom door de spoel toeneemt. In onze schakeling (**figuur 1**) zorgt een externe pulsgenerator voor een korte puls die aan de gate van FET T1 wordt aangeboden. Hierdoor gaat de FET in geleiding, waardoor de volledige voedingsspanning over de spoel staat. We gaan er hierbij maar even van uit dat er geen stroom door de spoel loopt voordat de FET wordt ingeschakeld.

De spanning over deze (onbekende) spoel veroorzaakt een toename van de stroom door de spoel. Deze stroom loopt via de FET door weerstand R1, waar de stroom een spanning over de weerstand zal veroorzaken. Als we deze spanning op de oscilloscoop bekijken, valt duidelijk te zien dat deze aanvankelijk lineair toeneemt. De snelheid waarmee dit gebeurt, is een maat voor de inductiviteit van de spoel.

2

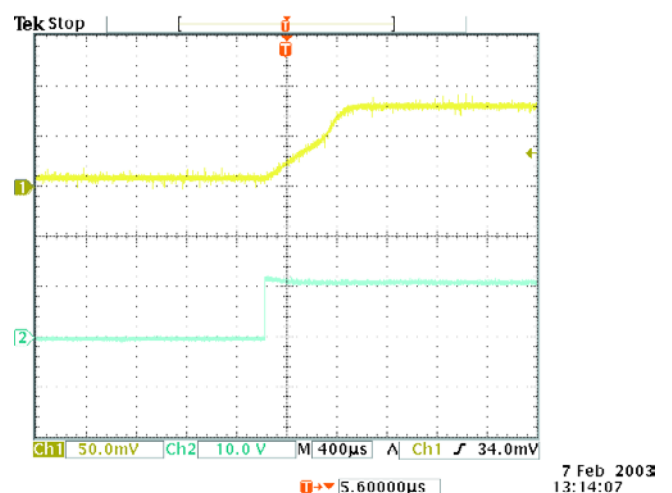


Zodra de FET uit geleiding gaat, zal de spoel stroom leveren. Dit komt omdat er een negatieve spanning over de spoel nodig is om de stroom weer te doen dalen. Dat is de reden waarom er een diode parallel aan de spoel is geschakeld. De spoel zal er na het uit geleiding gaan van de FET voor zorgen dat er een stroom door de diode gaat lopen. Omdat hierdoor een negatieve spanning over de spoel komt te staan, zal de stroom door de spoel afnemen. Zonder diode zou de FET een hoge spanning gaan genereren in een poging om toch maar de stroom constant te houden. De bobine in een auto maakt van deze eigenschap gebruik om een vonk in de bougies op te wekken, maar in de elektronica zijn vonken, rook en vuur meestal een teken dat er ergens iets mis is, vandaar de diode.

Rekenen

Er is nu, als alles goed is, een mooi plaatje op de oscilloscoop te zien. Nu moeten we hieruit wel de waarde van de onbekende spoel kunnen berekenen, want dat was toch eigenlijk

3



7 Feb 2003
13:14:07

ons doel! Het benodigde rekenwerk valt gelukkig erg mee. Zoals al eerder vermeld, is $dI/dt = U/L$. Ook herinneren we ons nog de wet van Ohm, namelijk $U_R = I_R \times R$. Aangezien de stroom door weerstand R_1 gelijk is aan de stroom door de spoel, mogen we voor dI_L/dt ook schrijven: $0,1 \times dU_R/dt$. Ook de spanning over de spoel (U_I) is bekend, namelijk 12 V. Invullen in de eerste formule geeft: $0,1 \times dU_R/dt = 12/L$.

Herschrijven geeft dan uiteindelijk:

$$L = 120/(dU_R/dt).$$

Voorbeeld

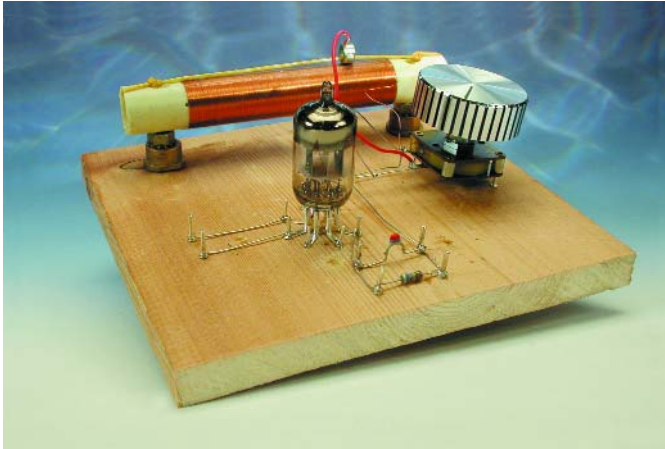
In **figuur 2** is een oscilloscoopplaatje weergegeven van een meting aan een onbekende inductie. De schuine lijn is getekend om de spanningsstijging per tijdseenheid makkelijk te kunnen bepalen. Deze lijn raakt de meting precies aan het begin van de puls, aangezien de stijging hier het nauwkeurigst is.

In het plaatje zien we dat aan het begin de spanning stijgt met

1,3 V/0,5 ms. Dit komt overeen met een stijging van $dU_R/dt = 2600 \text{ V/s}$. De inductie is dus: $L = 120/2600 \approx 46 \text{ mH}$. In de voorbeeldmeting zien we dat de stroom niet mooi lineair toeneemt. Dit is als volgt te verklaren: Zodra de stroom stijgt, zal de spanning over T_1 en R_1 toenemen, met als gevolg dat de spanning over L_1 zal dalen. De stijging van de stroom is recht evenredig met de spanning over de inductie. Als de spanning over de inductie daalt, zal ook de stijging van de stroom minder snel gaan.

Een tweede effect dat kan optreden, is het juist omhoog krullen van de grafiek. Dit is goed te zien bij de volgende meting (zie **figuur 3**). Dit effect treedt alleen op bij inducties met een kern. Zodra de stroom door de spoel zo groot is dat het magnetische veld van de spoel de kern in verzadiging brengt, zal de kern niet meer bijdragen aan het magnetisch veld. De inductie neemt vanaf dat punt af, met als gevolg dat de stroom vanaf dat punt sneller zal stijgen.

Kristalontvanger met EAA91061

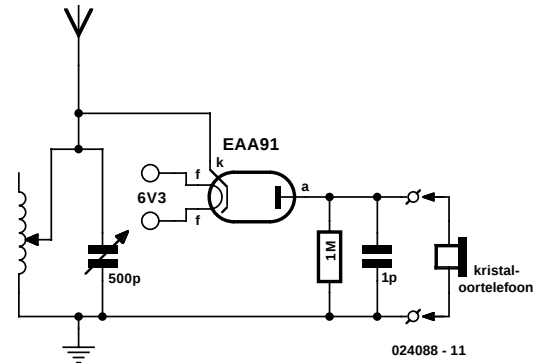


Burkhard Kainka

Deze 'buisen-kristalontvanger' kan worden beschouwd als een verdere ontwikkeling van de klassieke kristaldetector. In weerwil van de eenvoud is met een dergelijke ontvanger een verbazend selectieve ontvangst mogelijk, aangezien de gelijkrichter zeer hoogohmig is en de afstemkring nauwelijks belast. Het uitgangssignaal van de ontvanger kan met een kristal-oortelefoon of met een kleine actieve box worden beluisterd en heeft een echt 'buisenkarakter'.

De EAA91 is een dubbele diode met een gloeispanning van 6 V/300 mA. In tegenstelling tot een germanium- of siliciumdioden (of een klassieke kristaldetector) kent de buisdioden geen drempelspanning. Zelfs totaal zonder anodespanning bereiken altijd enkele elektronen de anode. De gemeten kortsluitstroom bedraagt ongeveer 30 μA . Over een belastingsweerstand van 1 M Ω valt een spanning van maar liefst 0,5 V. De buis wekt zelf de vereiste voorspanning op.

Het schema schittert uiteraard vooral door eenvoud. Zoals te zien op de foto, is de spoel gewikkeld op een stuk PVC installatiebuis (diameter 15 mm). In totaal moeten hierop 260 windingen koperlakdraad van 0,3 mm diameter worden gelegd.

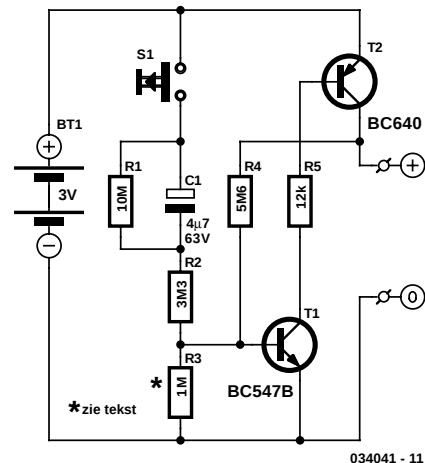


In combinatie met de aangegeven variabele condensator van 500 pF wordt met dit aantal windingen het middengolfgebied bestreken. Wanneer men ook geïnteresseerd is in hogere frequenties (kortegolf), kan men de spoel eventueel voorzien van een verstelbare aftakking in de vorm van een sleepcontact. Daartoe wordt de spoel aan de bovenkant voorzichtig afgeslepen om de beschermplak in de baan van het sleepcontact te verwijderen. Voor het sleepcontact kan prima gebruik worden gemaakt van een gangbaar afstandsbusje van messing of staal, met een diameter van ongeveer 8 mm en een lengte van zo'n 3 mm. Als geleider kan in de lengte van de spoel een band van kunststof of rubber worden gespannen, die aan de uiteinden van de PVC-pijp wordt bevestigd. Voor de verbinding tussen sleepcontact en afstemcondensator wordt een stukje soepele (geïsoleerde) litzedraad gebruikt dat aan het afstandsbusje wordt vastgesoldeerd.

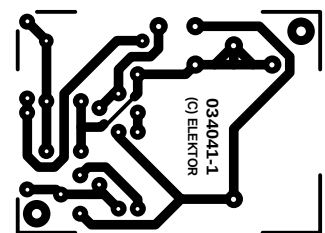
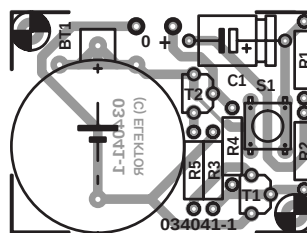
Als er een flinke langdraadantenne (10 meter of meer) wordt aangesloten, kunnen met deze simpele buizenontvanger tal van Europese zenders worden beluisterd; op de middengolf vooral 's avonds, op de kortegolf ook overdag.

Batterij-spaarschakeling

062



034041 - 11



Er zijn schakelingen die slechts weinig stroom verbruiken of die alleen zo nu en dan kortstondig wat stroom verlangen. Een voorbeeld van laatstgenoemde categorie is de elders in dit nummer beschreven 'FM-afstandsbediening-zender'. Dit soort schakelingen kan heel goed uit een kleine lithium-knoopcel gevoed worden. We denken dan natuurlijk meteen aan de CR2032, een populaire batterij die goed verkrijgbaar is en voor veel toepassingen wordt gebruikt.

Om een dergelijke knoopcel te beschermen tegen een harde kortsluiting en te langdurige belasting, is de hier afgebeelde schakeling bedacht, die als essentiële functie heeft dat er na een druk op de knop slechts een beperkte tijd voedingsspanning beschikbaar is voor de te voeden schakeling in kwestie. Met het oog op een zo gemakkelijk mogelijke opbouw, zijn tevens twee kleine printjes ontworpen waar de drie meest voorkomende batterijhouders voor deze CR2032 op passen, waaronder ook de uitvoeringen met soldeerpennen. Van de batterijhouder voor de enkele cel zijn minstens twee varianten op de markt, een smalle en bredere uitvoering. De diameters zijn resp. 22,75 en 27,76 mm. Bij de uitvoering voor de bredere batterijhouder is de print iets groter gemaakt. Bij bestelling van zo'n batterijhouder is vaak niet helemaal duidelijk of dit nu de smalle of de brede uitvoering is, vandaar de twee print-layouts.

De schakeling is niet meer dan een eenvoudige comparator met twee transistoren. Die eenvoud heeft als consequentie dat voor het juiste schakelgedrag R3 eventueel aangepast moet worden. Om een indicatie te geven: bij het ene prototype bedroeg R3 1 MΩ en bij het andere bleek 2,2 MΩ de beste

Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1 = 10 M
R2 = 3M3
R3 = 1 M*
R4 = 5M6
R5 = 12 k

Condensatoren:

C1 = 4μF/63 V axiaal

Halfgeleiders:

T1 = BC547B
T2 = BC640

Diversen:

S1 = 6 mm 'tactile switch',
bijv. MCDTS6-5R (Farnell
312-1033)
BT1 = 3 V CR2032 +
batterijhouder voor
printmontage (diam. 22,75
of 27,76 mm)*

*) zie tekst

waarde. Criterium is dat de schakeling bij een voedingsspanning van 2 V of iets minder nog steeds goed moet aanspreken. Het bepalen van de juiste waarde voor R3 is eenvoudig. Met een regelbare voedingsbron wordt de voedingsspanning langzaam omlaag geregeld (vanaf 3 V of zo), waarbij C1 steeds even wordt ontladen en vervolgens S1 opnieuw wordt gedrukt. Bij 4 V of iets of iets meer moet de schakeling wel nog uitgaan (S1 ingedrukt houden en de voedingsspanning heel langzaam omhoog regelen). Het schakelgedrag is mede afhankelijk van de stroomversterking van beide transistoren en de spanning die over de basis/emitter-overgangen valt. Bij harde kortsluiting blijft de stroom tot enkele mA's begrensd omdat R4 dan niet voor extra sturing van T1 zorgt.

Het schakelingetje is zo eenvoudig dat aanpassing aan eigen wensen geen probleem moet zijn. Er bestaat ook een stan-

daard batterijhouder (ook met een diameter van 27,76 mm) voor twee CR2032's op elkaar, waardoor de voedingsspanning nominaal 6 V is. In dat geval moet men zelf bepalen welke dimensionering nodig is. R1 ontladst C1 telkens als de knop niet gedrukt is. Deze tijd is met opzet vrij groot gekozen, ongeveer 50 seconden! Voordeel van de schakeling is dat naarmate de batterijspanning lager wordt, T1 eerder uit geleiding gaat en op die manier de batterij dus gespaard wordt. Bij een vol-

ledig ontladen C1 en een volle batterij is de 'aan'-tijd ongeveer 15 à 20 seconden. We gaan dus uit van toepassingen waar S1 maar even in- en uitgeschakeld wordt. Ook als S1 per ongeluk ingedrukt blijft, verhindert C1 dat de batterij leegloopt. De stroom komt dan niet boven de $0,3 \mu\text{A}$.

Een tip: als de schakelaar uit een klein kastje naar buiten moet steken, plaats S1 dan aan de koperzijde van de print.

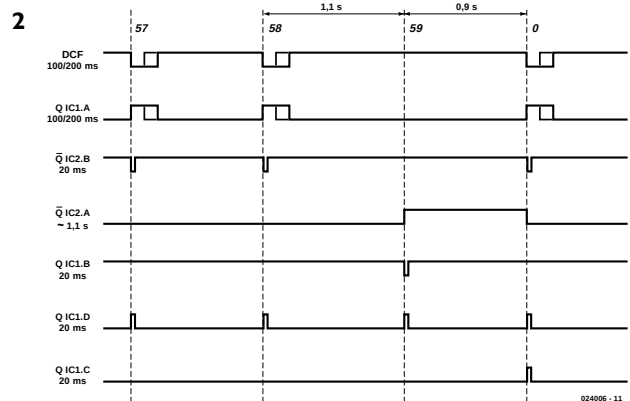
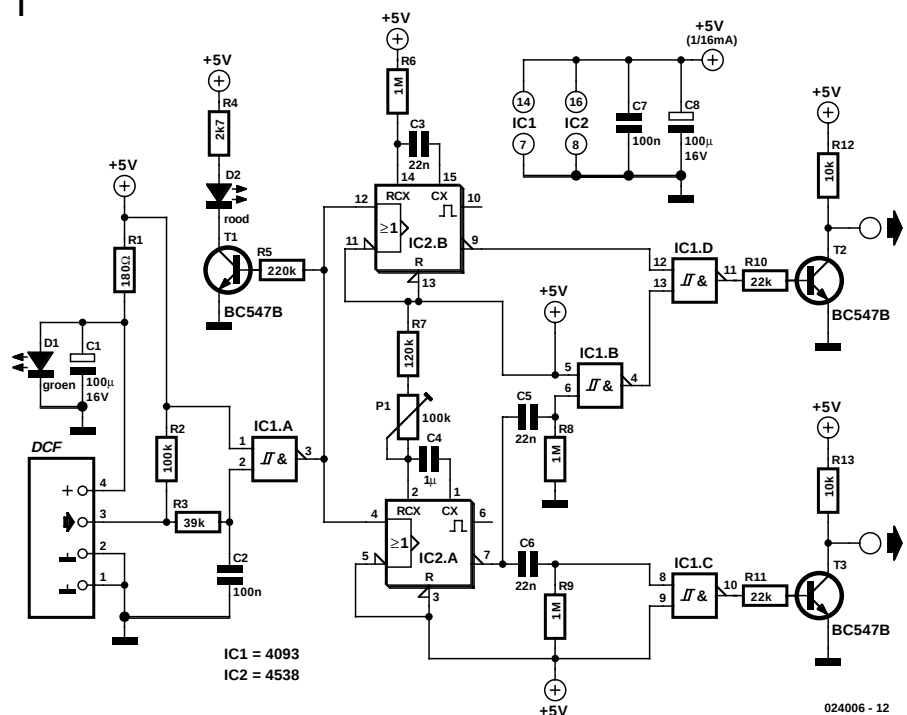
DCF77 seconden- en minutenpuls

Werner M. Köhler

Dankzij goedkope ontvangermodules is het DCF77-signaal tegenwoordig interessant voor toepassing in diverse elektronicaschakelingen. De schakeling in **figuur 1** leidt relatief eenvoudig seconden- en minutenpuls af uit een DCF77-signaal. Zoals wellicht bekend ontbreekt in het DCF77-signaal telkens de 59^e secondenpuls, waarmee de minuut gemarkeerd wordt. Om een continu minutensignaal te verkrijgen, moeten uit deze 'gaten' eerst minutenpuls afgeleid worden en vervolgens de ontbrekende secondenpuls afgeleid.

De ingang van de schakeling is geschikt voor DCF77-ontvangers met negatieve uitgangspulsen. De pen-layout van de ontvanger komt hier overeen met de HK 009 module van Conrad, dit kan bij andere types verschillen. Na een hoogdoorlaatfilter dat eventuele HF-resten verzwakt, volgt IC1a als inverter/ingangsbuffer. Vervolgens vertakt het signaal zich naar beide monoflops in IC2. IC2b zorgt voor pulsen van 20 ms in het ritme van de seconden-impuls, getriggerd door de positieve flanken van de 100-ms- respectievelijk 200-ms-pulsen van het DCF-sig-naal. De 59^e puls ontbreekt echter nog!

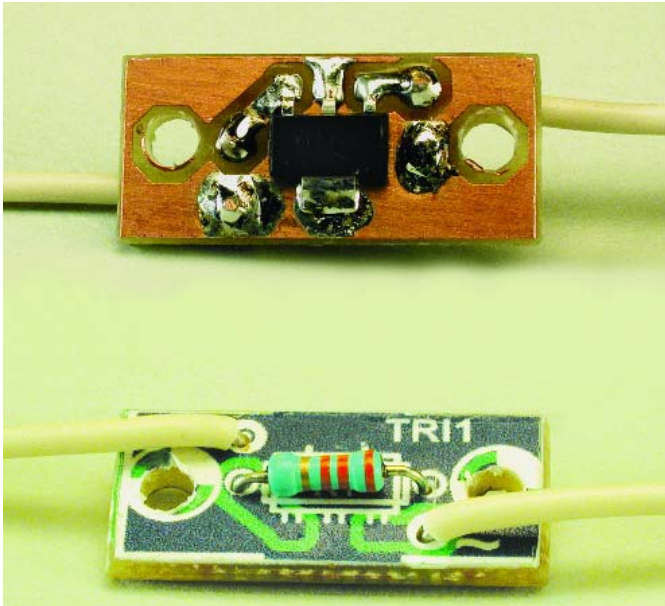
IC2a werkt als 'missing pulse detector'. Deze monoflop wordt ook door de positieve flank van het DCF-signaal getriggerd, maar is hertriggerbaar. De monotijd bedraagt ongeveer 1100 ms. De uitgang (pen 7) blijft gedurende de secondenpulsen laag, maar wordt ongeveer 1100 ms hoog bij de ontbrekende 59^e puls. IC1b detecteert de opgaande flank van deze puls en zet deze om in een 20-ms-puls die via NOR-gate IC1d als 59^e puls in het secondensignaal ingevoegd wordt. IC1c detecteert de neergaande flank van de puls van de monoflop en zorgt voor een 20-ms-puls, die het begin van een nieuwe reeks DCF-pulsen aanduidt en via uitgangsinverter T2 beschikbaar is als minutensignaal. Het timing-diagram in **figuur 2** (niet op schaal) kan verhelderend werken als de werking nu nog niet duidelijk zou zijn. In de praktijk wordt de monotijd zo ingesteld dat bij 'normale' secondenpulsen nog net geen impuls via pen 13 van de NOR-gate ingevoegd wordt.



De via T3 aangesloten rode low-current-LED toont het 'tikken' van het DCF-signaal bij correct bedrijf. De ontvanger wordt via een voorschakelweerstand van voedingsspanning voorzien uit de voeding van deze schakeling. De (normale) groene (!) LED begrenst deze spanning op ongeveer 2,2 V. De stroomopname van de schakeling is, afgezien van de DCF-module, met slechts 1 mA erg gering.

Levensduurverlenger voor gloeilampen

064

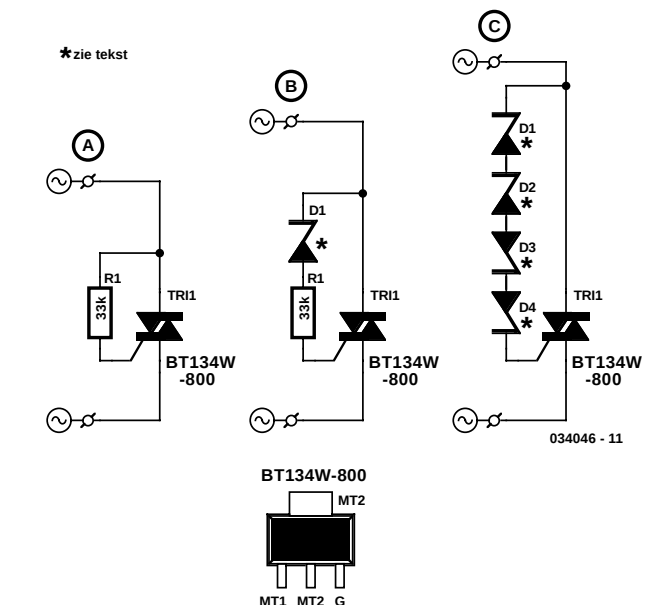


Misschien is het meer mensen opgevallen, maar het heeft er alle schijn van dat met de hogere netspanning gloeilampen sneller stuk gaan. Het vermoeden rijst dat enkele fabrikanten van gloeilampen het productieproces niet aangepast hebben aan deze netspanningsverhoging, want lampen waren immers altijd al 'geschikt' voor 220...230 V?!

Een manier om de levensduur te verlengen, is de spanning over de lamp te verminderen door er iets in serie mee te schakelen. Een serieweerstand is natuurlijk de eenvoudigste oplossing, maar daardoor treedt er onnodig dissipatie op. Om de spanning over een 100-W-lamp ongeveer 10 V te verlagen, moet ruim 4 W in de weerstand worden verstoekt en dat is natuurlijk verkisting van energie. Beter is met fase-aansnijding, een triac-regeling dus, de spanning over de lamp verminderen. Om de spanning over de lamp 10 V terug te brengen, is een fase-aansnijding van ongeveer 44° nodig! Er worden hier drie mogelijkheden gegeven.

De eenvoudigste versie is een triac met een weerstand in de gate (**figuur A**). Wordt de spanning op T2 hoog genoeg, dan gaat de triac in geleiding. Met het aangegeven type en een 33-kΩ-weerstand wordt de spanning ongeveer 10 V verlaagd. Nadeel is echter dat de gevoeligheid van de meeste triacs in de diverse kwadranten anders is. Bij dit type is bij positieve T2 en positieve gatestroom de gevoeligheid typisch 5 mA en bij negatieve T2 en negatieve gatestroom 11 mA! Hierdoor ontstaat een gelijkspanning over de lamp en een 50-Hz-component die in de vorm van een lichte flikkering zichtbaar begint te worden. De positieve triggergrens lag tijdens het testen rond 30° en bij negatieve spanning rond 54°.

Een betere oplossing is het toevoegen van een zenerdiode die dit verschil in gevoeligheid compenseert. Dit is natuurlijk



afhankelijk van de individuele triac. Bij positieve netspanning werkt de diode als zener, waardoor de spanning hoger moet zijn om voldoende stroom door de gate te sturen. Is de netspanning negatief, dan werkt de zenerdiode als normale diode en wordt er sneller een bepaalde triggergrens bereikt. Er bestaan diverse series van zenerdioden tot 100 V (bijv. ZPY100 van Vishay) of zelfs tot 200 V (BZX85C-serie van Vishay). Mochten 100-V-exemplaren moeilijk verkrijgbaar zijn, dan kunnen natuurlijk ook twee 47-V-zeners in serie worden geschakeld. De 50 Hz en de gelijkspanningscomponent kunnen op deze manier al aardig verlaagd worden. Wel is er nog altijd een kans op asymmetrische triggering. Een voorbeeld van deze schakeling is te zien in **figuur B**: bij een prototype werd zo met een zener van 75 V en een weerstand van 33 kΩ de spanning zo'n 12 V verlaagd. De positieve triggergrens lag bij het testen bij ongeveer 48° en bij negatieve spanning bij ongeveer 54°.

Wie een zo symmetrisch mogelijke spanning wil verkrijgen, kan 2 of 4 zeners in tegengestelde richting in serie plaatsen. Op deze wijze is de triggering alleen nog afhankelijk van de toleranties van de zenerdioden. De schakeling in **figuur C** geeft aan wat bedoeld wordt. Natuurlijk is dit alleen bruikbaar bij gloeilampen. Een gelijkstroomcomponent is niet gezond voor TL-buizen en door de gelijkstroomweerstand van een transformator (bijvoorbeeld voor laagspanningshalogeenlampen) zou er een behoorlijke stroom kunnen gaan lopen en zelfs de transformator in verzadiging kunnen sturen (met alle nare gevolge vandien).

Even nog iets over storing. Natuurlijk bestaat de kans dat door het schakelen stoorsignalen ontstaan. Een ontstoorspoel en een klein snubbernetwerkje om de triac tegen transiënts te beschermen, kunnen dan nodig zijn.

De opbouw van de schakeling is natuurlijk een fluitje van een cent. Men kan eventueel zelf een klein printje ontwerpen dat in een bestaande armatuur of steker past. Maar de schakeling kan natuurlijk ook in een apart (piepklein) kastje worden ingebouwd en in serie met het netsnoer worden opgenomen. Denk aan voldoende isolatie-afstand. Voor de triac is hier een BT134W-800 V gekozen. Deze is ondergebracht in een SOT223 SMD-behuizing en kan spanningen van 800 V aan. Bij de

SOT223 behuizing is de tab bestemd voor de koeling: Als deze op de print wordt gesoldeerd, dient het koperoppervlak van de print als koellichaam. Beperk de belasting met deze triac tot 100 W. Het staat eenieder vrij met andere typen triacs te experimenteren, maar bedenk wel dat als de steker is ingestoken het geheel met de netspanning is doorverbonden, en datzelfde geldt voor eventuele meetapparatuur!

Honden- en kattenverjager 065

Ingo Fietz

Bijna elk huis is tegenwoordig wel voorzien van een buitenlamp met bewegingssensor. Zo'n ding maakt dat je niet op de tast de weg naar de voordeur hoeft te zoeken en het schijnt ook nog indringers af te schrikken. Jammer is alleen dat loslopende honden en katten in de buurt zich weinig aantrekken van een dergelijke lamp en gewoon doorgaan met het deponeren van hun behoefte in de tuin, als ze daar eenmaal hun vaste stek gevonden hebben.

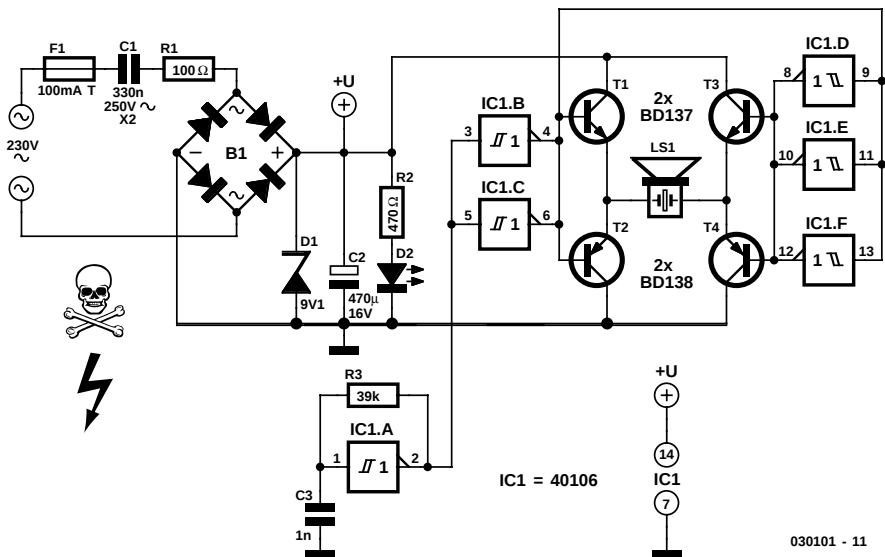
Daarom werd het idee geboren om parallel aan die buitenlamp een soort sirene te schakelen die honden en katten onduidelijk duidelijk maakt dat ze ongewenst zijn. Alleen zou het natuurlijk wel prettig zijn als niet de hele buurt door dit alarmsignaal wordt opgeschrikt.

Nu komt het toevallig goed uit dat het gehoor van honden en katten aanmerkelijk beter is dan dat van mensen. Hun oren zijn niet alleen gevoeliger, maar ze zijn ook in staat om beduidend hogere tonen waar te nemen. Waar de grens bij ons mensen zo rond 18 kHz ligt, kunnen honden en katten nog frequenties boven 20 kHz horen. Daar kunnen we gebruik van maken door een toeter te fabriceren die een toon opwekt van net even boven 20 kHz. Honden en katten worden daardoor afgeschrikt, maar mensen horen die domweg niet.

Het enige dat daarvoor nodig is, is een oscillator met een versterkertrap en een tweeter die in staat is om zulke hoge tonen weer te geven, zoals bijvoorbeeld een piëzotweeter. Het schema laat zien hoe simpel dit valt te realiseren.

De voeding van het geheel wordt verzorgd door het gedeelte tot en met C2. De 230-V-aansluitingen worden parallel geschakeld aan de sensorlamp. C1 en R1 zorgen voor een capacitieve koppeling die de 230 V reduceert tot een aanvaardbare spanning. Via de bruggelijkrichter en D1 wordt hieruit vervolgens een gelijkspanning van ca. 9,1 V afgeleid, die met behulp van C2 wordt gebufferd.

De oscillator is opgebouwd rond R3, C3 en IC1a. De frequentie van deze oscillator is nogal afhankelijk van de toleranties van IC1. De hier gebruikte waarden zijn richtwaarden, maar



als de frequentie te hoog ligt, kan men deze door het vergroten van de waarden van R3 en/of C3 wat lager maken. Mocht de frequentie te laag zijn (lees: als de fluittoon hoorbaar wordt), dan is juist een verlaging van de waarde van R3 en/of C3 op zijn plaats.

De blokgolf van de oscillator wordt aangeboden aan een H-brug die is opgebouwd uit een aantal Schmitt-triggers samen met de uiteindelijk eindtrappen (T1...T4). Deze opzet zorgt er voor dat de top-top-waarde van de blokgolf twee maal hoger is dan de voedingsspanning. Al met al wordt zo een respectabele spanning van ongeveer 18 V over de piëzotweeter bereikt – voldoende voor een behoorlijk luide fluittoon.

Bij het bouwen is het zaak om er rekening mee te houden dat de schakeling rechtstreeks met 230 V gevoed wordt en niet galvanisch gescheiden is van het lichtnet. Dit houdt in dat tijdens bedrijf geen enkele component mag worden aangeraakt. In de praktijk betekent dit dat de schakeling in een goed geïsoleerd en bovendien waterdicht kastje ingebouwd moet worden. Als men de schakeling wil testen, is het verstandig om van te voren condensator C1 te ontladen met behulp van een weerstand, aangezien deze nog een gevaarlijke hoeveelheid lading kan bevatten. Verder moet men er voor zorgen dat de componenten F1, C1, R1 en B1 een onderlinge isolatieafstand hebben van minimaal 6 mm!

FM-afstandsbediening-ontvanger

Vaak komt het voor dat men bepaalde functies op afstand wil kunnen schakelen (de garageverlichting vanuit de auto bijvoorbeeld) zonder dat er direct zicht bestaat tussen zender en ontvanger. Met infrarood lukt dat niet, dus zal het radiografisch moeten. Een ideale oplossing voor dit soort toepassingen vormen de speciaal hiervoor bedoelde zender- en ontvanger-modules, die op een frequentie van 433 MHz werken en kant

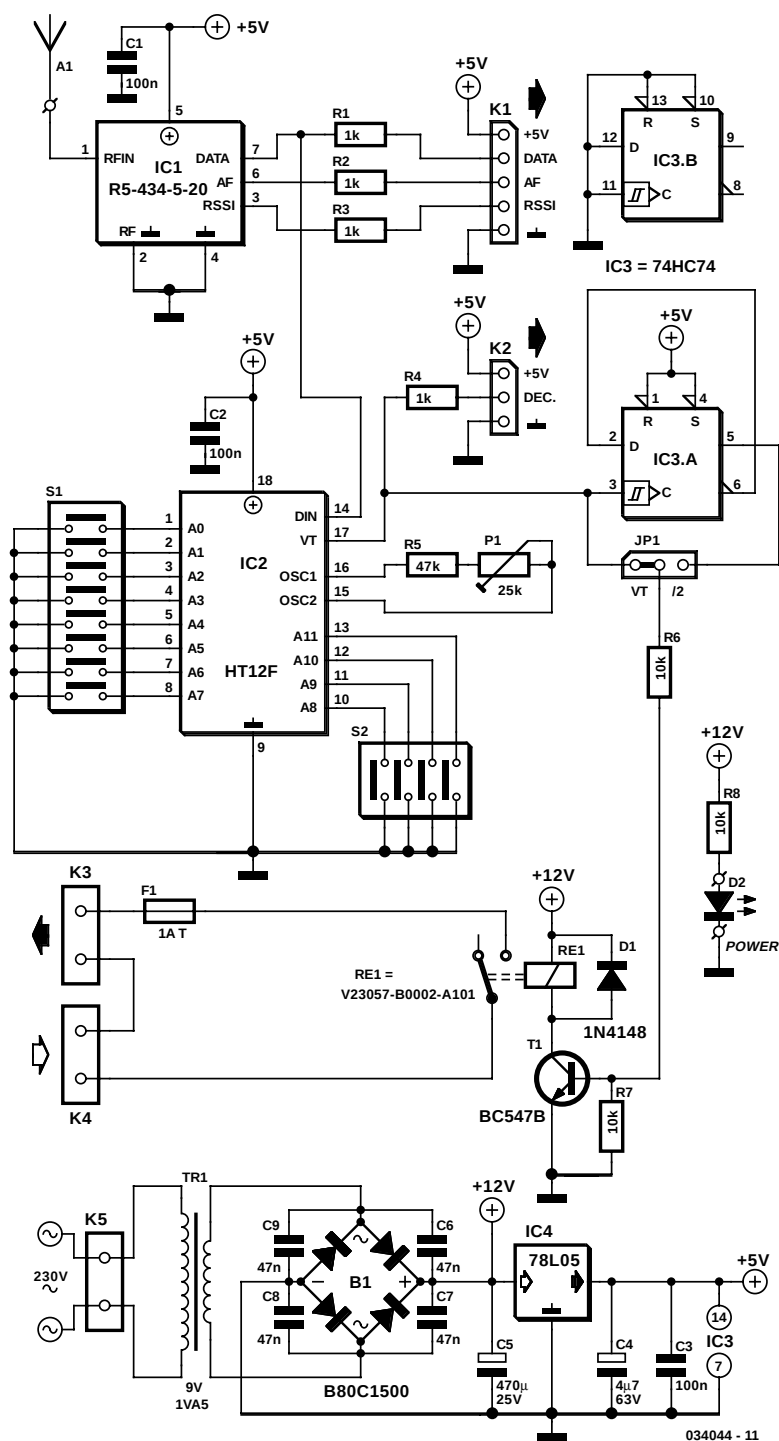
en klaar verkrijgbaar zijn. Elders in dit nummer is een kleine FM-zender te vinden met zo'n module. Hier beschrijven we de bijbehorende ontvanger, die de uitgezonden signalen oppikt met behulp van een ontvangermodule R5-434-5-20 van R.F. Solutions (deze 20-kbps-versie is o.a. bij Farnell in het programma opgenomen). Net als de zendermodule is deze geïntegreerde ontvanger afgestemd op een frequentie van 433,92 MHz.

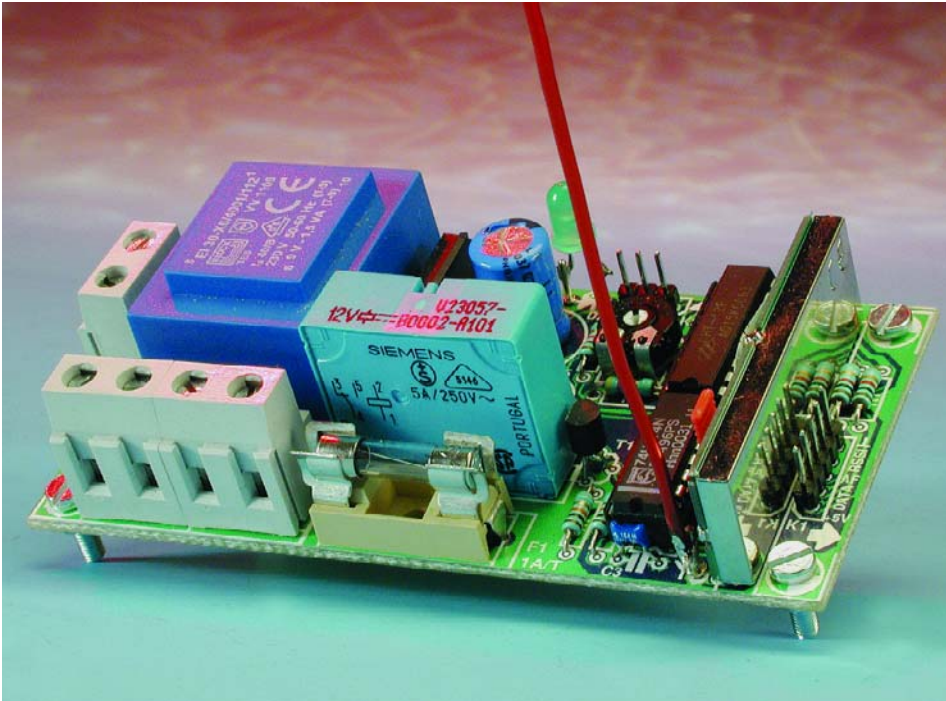
Om storingen en misbruik te voorkomen straalt de zender een gecodeerd signaal uit. De verwerking hiervan gebeurt in onze ontvanger met de decoder HT12F van Holtek. P1 en R5 stemmen de decoder af op de oscillatorfrequentie van de zich in de zender bevindende encoder. Zo kunnen eventuele afwijkingen door toleranties of een andere batterijspanning met P1 gecompenseerd worden. De databits worden op de print door soldeerbruggen gevormd (S1 en S2).

Aan de uitgang kan door middel van jumper JP1 een tweedeler worden tussengeschakeld (de helft van IC3, een dual-D-flipflop 74HC74), zodat het navolgende relais RE1 ook bekrachtigd kan blijven zonder signaal. Het maak-contact verbindt een contact van printkroonsteen K4 via een zekering met K3 door. De andere contacten zijn direct doorverbonden. Het relais en de printkroonstenen zijn op voldoende afstand van de netspanning op de print geplaatst om aan klasse-II-veiligheidseisen te voldoen. Men kan echter een printkroonsteen met de netspanning op K5 doorverbinden om ook netspanning veilig te kunnen schakelen.

De schakeling is van een eigen netvoeding voorzien, zodat het geheel na opbouw meteen gebruiksklaar is. Het relais en de netspanningsindicatie worden direct vanuit de afgevlakte trafo-spanning gevoed om de kleine 5-V-regelaar (78L05) niet onnodig te belasten. Die hoeft nu slechts enkele mA's te leveren.

De toepassing van een kant-en-klare ontvangermodule maakt deze schakeling zeer eenvoudig na te bouwen en verhoogt bovendien de bedrijfszekerheid. De module beschikt naast de HF-ingang (RF IN) over een data- en analoge uitgang (AF). Daarnaast is er ook nog een uitgang die de signaalsterkte aangeeft (RSSI). Van deze laatste twee wordt hier geen gebruik gemaakt. Wel wordt elders in dit nummer een 'versterker met squelch' beschreven, die samen met een extra schakeling/modificatie van de zender gebruik maakt van deze twee analoge uitgangen. Daarom zijn samen met de voedingsspanning alle uitgangen van de ontvangermodule via de 5-polige pinheader K1 beschikbaar gemaakt. R1...R3 vormen een bescherming tegen kortsluiting. De voedingsspanning die





hier ter beschikking wordt gesteld, is slechts bedoeld voor enkele mA's!

De antenne moet net als bij de zender zo dicht mogelijk bij de 'RF IN'-pen bevestigd worden. De constructie van de antenne wordt bij de zender beschreven. De uitgang van de decoder is apart op pinheader K2 (ook met voedingsspanning) naar buiten gevoerd, zodat voor bepaalde toepassingen een logisch niveau beschikbaar is.

Uit economische overwegingen zijn zender en ontvanger gecombineerd op één print. Het kleine zendergedeelte kan er gemakkelijk van af worden afgezaagd. De dan resterende ontvangerprint is overzichtelijk en gemakkelijk op te bouwen (vergeet de draadbrug onder C3 niet!). Alleen jumper JP1 zit misschien een beetje in de verdrukking tussen IC3 en ontvangmodule IC1. De connectoren zijn allemaal aan de randen geplaatst. Let bij aansluiten op K1 dat er geen sluiting naar de metalen afscherming van de module ontstaat.

(034044-1)

Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1...R4 = 1 k
R5 = 47 k
R6...R8 = 10 k
P1 = 25 k instel

Condensatoren:

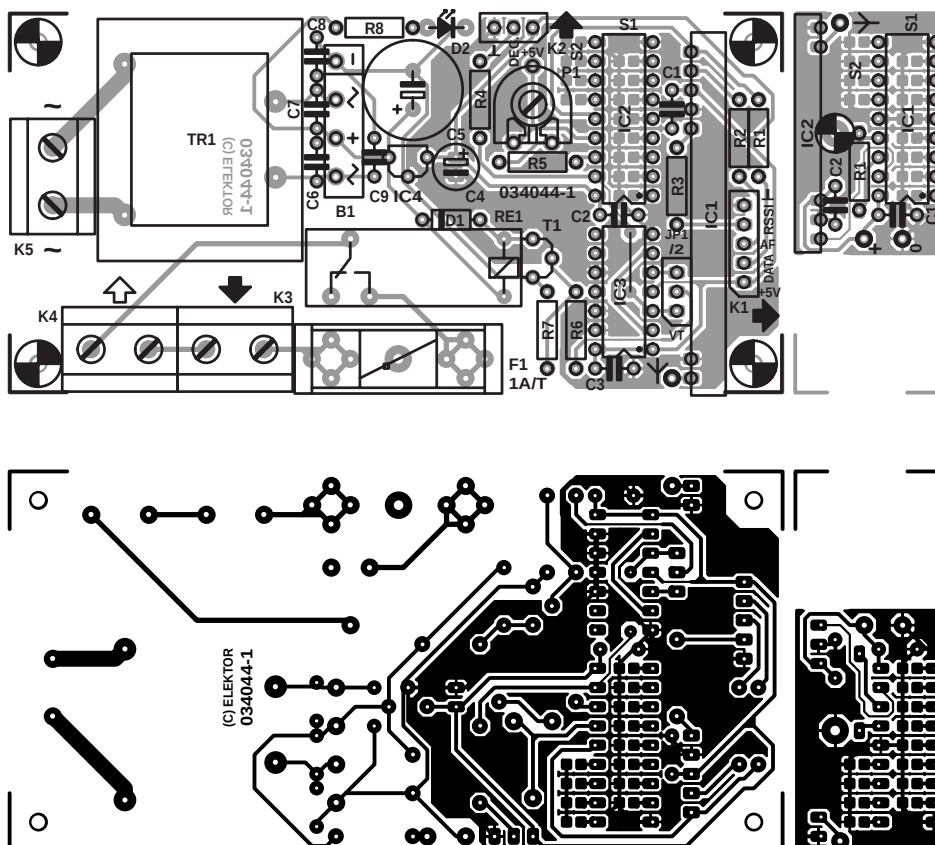
C1...C3 = 100 n keramisch
C4 = 4µ7/63 V radiaal
C5 = 470 µ/25 V radiaal
C6...C9 = 47 n keramisch

Halfgeleiders:

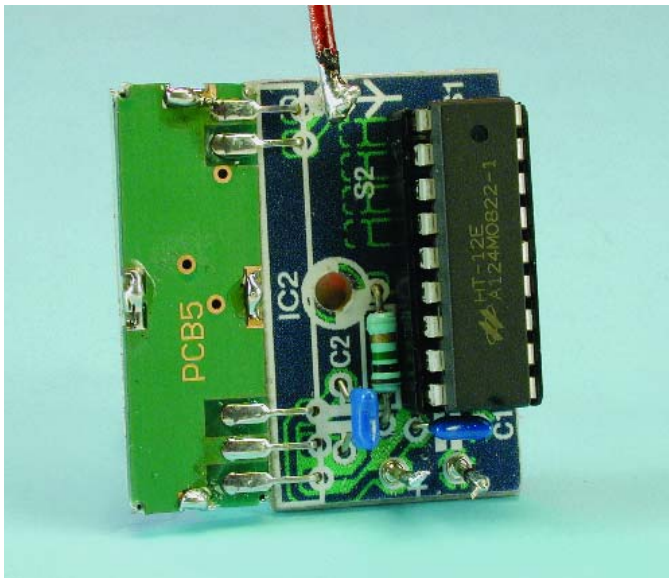
D1 = 1N4148
D2 = high-efficiency-LED
T1 = BC547B
IC1 = R5-434-5-20 R.F.Solutions
(Farnell bestelnr. 352-4383)
IC2 = HT12F Holtek
IC3 = 74HC74
IC4 = 78L05

Diversen:

JP1 = 3-polige pinheader + jumper
K1 = 5-polige pinheader
K2 = 3-polige pinheader
K3...K5 = 2-polige
printkroonsteen, steek 7,5 mm
S1, S2 = soldeerbruggen
B1 = B80C1500 (recht, ~-+~)
TR1 = nettrafo sec. 9 V/1,5 VA, bijv. Block type EI30-X6/4001/112 VV1109
F1 = 1 A(T) met printzekeringhouder
RE1 = V23057-B0002-A101 verticaal card-relais 12 V/330 Ω/8 A
Print EPS 034044-1 (zender + ontvanger)



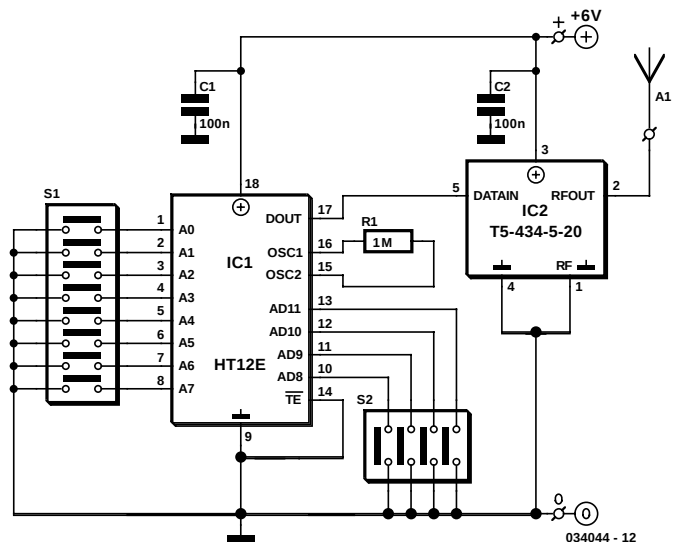
FM-afstandsbediening-zender 67



Deze supersimpele, uit slechts een encoder-IC en een 434-MHz-module bestaande zender is bedoeld voor het op afstand bedienen van eenvoudige aan/uit-applicaties. De bijbehorende ontvanger wordt elders in dit nummer beschreven en beschikt over een relais dat tijdelijk of permanent omgeschakeld kan worden en voor diverse toepassingen kan worden ingezet (ook lichtnet-applicaties).

Om een eenduidig signaal te kunnen uitzenden is een encoder onontbeerlijk. Hiervoor hebben we een al vaker toegepaste component gekozen, namelijk de HT12E van Holtek. Daar dit een oude bekende is, beperken we de beschrijving tot de vermelding dat de oscillator met R1 rond 3 kHz is ingesteld.

Het hoogfrequent-gedeelte wordt gevormd door een standaard FM-zendermodule van R.F. Solutions, type T5-434-5-20, hetgeen zowel de nabouwzekerheid als de betrouwbaarheid van de schakeling zeer ten goede komt. De zendermodule werkt

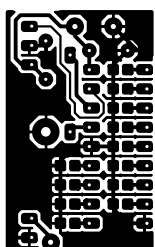
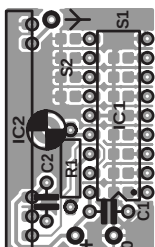


op een frequentie van 433,92 MHz en heeft volgens de fabrikant een bereik van zo'n 400 meter.

De zendermodule bezit vijf aansluitpennen. Naast 'data in' (pen 5) en voedingsspanning (pen 3) is er een gemeenschappelijke ground voor de data en de voedingsspanning (pen 4). Verder is er uiteraard een HF-uitgang (pen 2) met bijbehorende ground (pen 1). Voor de beste prestaties kan als antenne een stuk stevige draad van 15,5 cm genomen worden. Maar wie het compact wil houden en het geheel in een klein handzaam kastje wil inbouwen, kan een helix-antenne (een spoel) toepassen van 34 mm lang, bestaande uit 17 windingen met een binnendiameter van 5 mm. Wij hebben daarvoor 0,9 mm CuL-draad toegepast, die nog redelijk goed in vorm te wikkelen is (gebruik daarvoor bijvoorbeeld het bevestigingsuiteinde van een normale 5-mm-boor). De antenne moet zo dicht mogelijk bij pen 2 van de module bevestigd worden. De zendermodule is overigens ook verkrijgbaar via een aantal second sources, waarbij de typenummering ietwat afwijkend kan zijn, zoals de QFMT5-434-5 van Warwick Wireless Limited of de QFMT5-433B5 van OKWelectronics.com.

Voor de zender is een klein printje ontworpen, waarbij het de bedoeling is dat de zendmodule (IC2) plat in het verlengde van de print komt te liggen. Het printje is uit praktische overwegingen gecombineerd met de ontvangerprint (zie 'FM-afstandsbediening-ontvanger') en kan daarvan worden losgezaagd.

Voor het instellen van de data/adres-bits zijn S1 en S2 in de vorm van soldeerbrugjes uitgevoerd. Het stroomverbruik ligt bij een voedingsspanning van 4,5 V (drie penlights bijvoorbeeld) rond de 9 mA. Bij een voedingsspanning van 6 V is het stroomverbruik zo'n 12,5 mA. Ter verduidelijking: we hebben het hier over de 5-V-uitvoering van de zendmodule. Deze is gespecificeerd tussen 4,5 en 5,5 V, maar heeft een absoluut maximum voedingsspanning van 10 V, zodat 6 V geen schade zal veroorzaken. Verder blijkt de 5-V-versie zelfs ook onder een



Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1 = 1 M

Condensatoren:

C1, C2 = 100 n keramisch

Halfgeleiders:

IC1 = HT12E Holtek

IC2 = T5-434-5-50 R.F. Solutions
(Farnell bestelnr. 352-4371)

Diversen:

S1, S2 = soldeerbruggen

Print: zie 'FM-afstandsbediening-ontvanger'

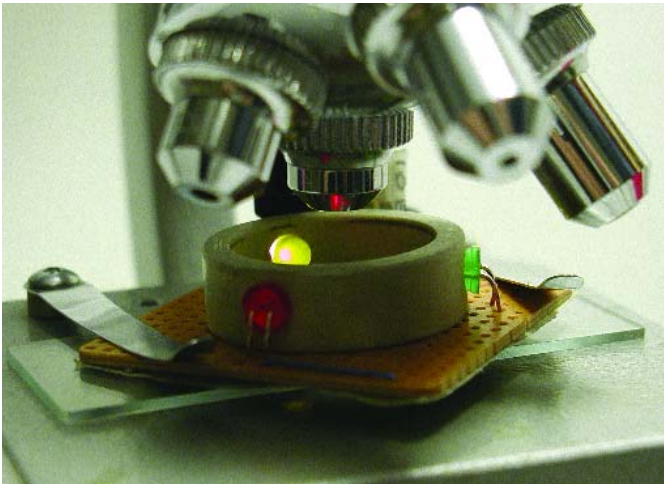
voedingsspanning van 2 V nog te blijven werken, al is het bereik dan aanzienlijk beperkt.

Gezien het geringe stroomgebruik kan voor de voeding desgewenst ook heel goed van knoopcellen gebruik worden gemaakt. Elders in dit nummer is een schakeling te vinden

waarbij een batterijhouder voor een of twee lithium-knoopcellen met een miniatuur schakelaar op een klein printje is gecombineerd ('Batterij-spaar-schakelaar'). Dat printje leent zich ideaal als voedingsbron voor de zender.

(034044-2)

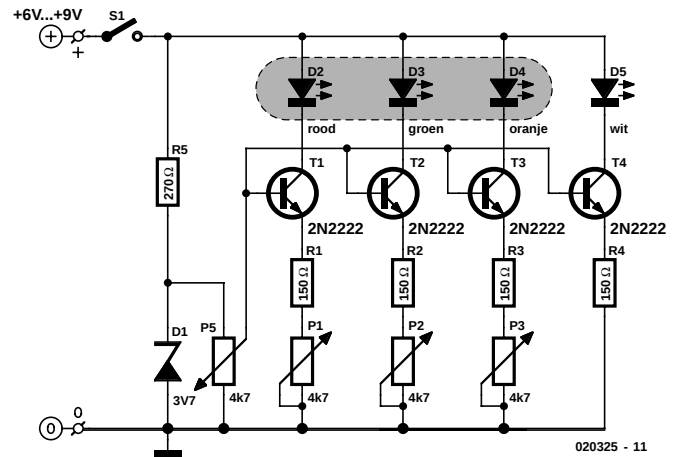
Kleurige microscoopverlichting



A. Bauer

Door gekleurde LED's te gebruiken in de verlichtingsunit onder een microscoop in plaats van de gebruikelijke lamp, kunnen interessante, verrassende en zelfs wetenschappelijk nuttige visuele effecten worden verkregen. Het is natuurlijk ook mogelijk om de lamp te vervangen door een witte LED en de voeding (spanning en stroom) aan te passen, maar veel interessanter is het om bovendien met drie kleuren te werken - hier rood, groen en oranje (of amber), waarvan de intensiteit individueel kan worden ingesteld.

De stippellijn rond de LED's D2, D3 en D4 geeft aan dat ze zijn gemonteerd in een stukje plastic (PVC) pijp met een diameter van ongeveer 25 mm en een lengte van 10 mm. De 5-mm-gaten voor de LED's zijn onder een hoek geboord, zodanig dat ze naar beneden stralen, naar het midden van de houder. Zoals op de foto is te zien, kan de ring op een stukje printplaat worden geplaatst, waarin een flink gat (ongeveer 25 mm) is



gemaakt, zodat het geheel op een glazen testplaatje kan worden gezet om het preparaat te bekijken. De plastic ring wordt door de aansluitdraden van de LED's tegen het printje gedrukt (lijmen kan ook) en het printje dient tevens voor de bevestiging van de snoeren voor de verbinding met de stuelelektronica in de voet van de microscoop.

De witte LED D5, die de (6 V) lamp in de lamphouder vervangt, is via draden met de stuelelektronica verbonden. Met de potentiometers P1, P2 en P3 kan de intensiteit van de afzonderlijke kleuren worden ingesteld, en met P5 als 'master-control' de intensiteit van de totale verlichting. Als er in de voet van de microscoop plaats is, is het handig om daar de potentiometers te monteren. Soms kan het nodig zijn om de binnenkant van de ring matzwart te maken om hinderlijke reflecties te voorkomen. In de meeste microscopen is een vrij sterke lichtbron nodig, vandaar het advies om LED's met hoge intensiteit te gebruiken.

Weerstandswijzer

070

Arne Rossius

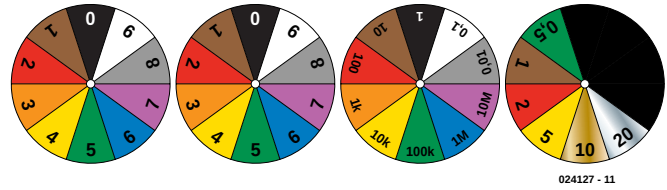
Dit is een ontwerp waarbij nu eens niet hoeft te worden gesoldeerd. Het gaat om een weerstandswijzer uit karton, waarmee men de kleurcode kan instellen en de waarde kan aflezen.

De constructie is niet bepaald moeilijk. Op de Elektoer-website is een pdf-document (024127-1) beschikbaar met de verschillende onderdelen op ware grootte (hier zijn ze verkleind afgebeeld). Druk de onderdelen af op dik papier of karton. Snij de vier ronde schijven en de rechthoekige houder uit. Snij met een scherp mesje vervolgens ook de vierkante venstertjes in de houder uit en maak met bijvoorbeeld een perforator gaten in het hart van de schijven en op de aangegeven punten in de houder. Vouw de houder dubbel met de tekst naar buiten en bevestig de vier schijven met splitpennen in de houder. Let wel op de goede volgorde; schijf 1 en 2 zijn identiek, maar 3 en 4 zijn echt anders!

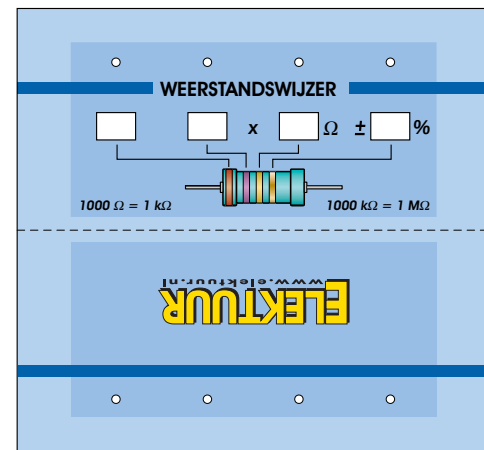
Bij weerstanden is het zo dat de via de kleurcode gevonden cijfers voor de eerste twee ringen vermenigvuldigd moeten worden met de waarde van de derde ring. De vierde ring geeft de tolerantie van de weerstand in procenten aan. De eerste twee schijven hebben ter indicatie van de waarden 0 t/m 9 gekleurde segmenten in respectievelijk zwart, bruin, rood, oranje, geel groen, blauw, violet, grijs en wit. Schijf nummer 3 is onderverdeeld in zwart, bruin, rood, oranje, geel, groen, blauw, violet, zilver en goud. In schijf 4 vinden we alleen de kleuren groen, bruin, rood, goud en zilver.

Als alle plak- en snijwerk achter de rug is, kunnen de randen van de houder met doorzichtig plakband tegen elkaar worden geplakt om de weerstandswijzer wat steviger te maken.

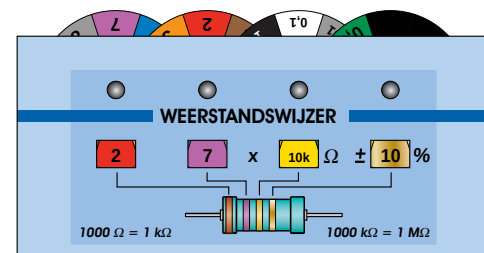
(024127)



024127 - 11



024127 - 12



024127 - 13

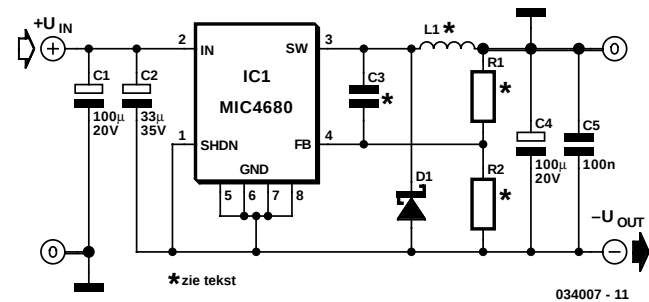
Spanningsinverter met schakelregelaar

071

Gregor Kleine

In deze schakeling wordt een stepup-schakelregelaar gebruikt om een gestabiliseerde negatieve uitgangsspanning op te wekken. Gewoonlijk worden met stepup-regelaars hogere positieve spanningen opgewekt. De hier gebruikte regelaar is de MIC4680 van Micrel (<http://www.micrel.com/>), maar vergelijkbare regelaars van andere fabrikanten zijn natuurlijk ook bruikbaar. Door spoel L1, die door opslag van magnetische energie de uitgangsspanning omzet, is de uitgang voor wat betreft wisselspanning geïsoleerd. Men kan dus de anders positieve uitgang - dat is de rechter aansluiting van L1 - ook aan massa leggen zonder dat er hoge kortsluitstromen ontstaan. Dan worden de massa-aansluiting van het IC en alle daarop aangesloten onderdelen als aansluitpunt voor de negatieve spanning gebruikt. De onderdelen aan de uitgangskant van de regelaar zijn verder op de gebruikelijke wijze aangesloten: vrijlooptiode D1, spoel L1 en spanningsdelers R1/R2. Met de spanningsdeler kan de hoogte van de uitgangsspanning worden ingesteld volgens de formules in de datasheet. In de tabel staan twee voorbeelden voor componentenwaarden met een MIC4680.

De ingangsspanning moet natuurlijk in het toegestane bereik van de gebruikte regelaar liggen, maar moet minimaal even groot zijn als de waarde gewenste uitgangsspanning (hier +5 V of +12 V). Anders kan de regelaar niet volgens dit step-down-principe werken.



U_{OUT}	I_{OUT}	C3	D1	L1	R1	R2
-5 V	0,5 A max.	10 nF	SS14 (1 A, 40 V)	15 μ H	3 k Ω	1 k Ω
-12 V	0,15 A max.	22 nF	ES1B (1 A, 100 V)	33 μ H	8,87 k Ω	1 k Ω

Bij deze schakeling moet men er op letten dat de regelaar geïsoleerd wordt gemonteerd. Meestal is namelijk de koelvin met de GND-aansluiting doorverbonden. Verder kan de $\overline{ON}/OFF$ -aansluiting niet, zoals gebruikelijk, direct met een logisch signaal worden aangestuurd. De referentiespanning is hier namelijk niet massa, maar de negatieve uitgangsspanning. Wil men deze $\overline{ON}/OFF$ functie toch gebruiken, dan moet een niveau-aanpasser of een opto-coupler worden gebruikt.

Beveiliging voor DMM

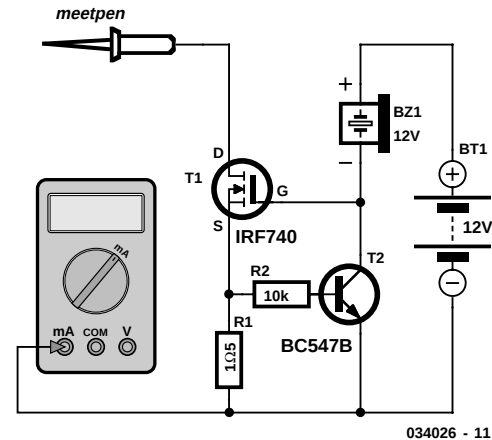
072

P. Sicherman

Gelukkig is elke digitale multimeter (DMM) beveiligd met een smeltzekering. Het vervelende is echter dat deze zekering meestal juist sneuvelt tijdens een demonstratie of een spannende klus. Deze schakeling vervangt een dergelijke smeltzekering door een 500-mA-stroombegrenzer.

In het schema is te zien dat hiervoor maar weinig componenten nodig zijn. Als door weerstand R1 een stroom loopt van 500 mA, dan zal hierover een spanning ontstaan van 0,75 V. Deze spanning is net voldoende om transistor T1 open sturen. De buzzer zal dan direct een goed hoorbaar waarschuwingssignaal geven. Tegelijk zal de spanning op de gate van vermogens-FET T1 dalen. De stroom door de FET blijft hierdoor begrensd tot een waarde van ongeveer 500 mA. Natuurlijk wordt hierbij enige warmte gedissipeerd. Zonder extra koeling mag de spanning die over de FET zal ontstaan slechts 4 V bedragen ($0,5 \text{ A} \times 4 \text{ V} = 2 \text{ W}$). Een goede koeling is dus geen overbodige luxe. In deze schakeling is een IRF740S gebruikt, veel andere types voldoen even goed. De populaire BUZ10 bijvoorbeeld is een goede keus als veel vermogen moet worden gedissipeerd.

De gebruikte buzzer is bedoeld voor een voedingsspanning



van 12 V. Het gebruik van een 12 V mini-batterij lijkt dus voor de hand te liggen. Maar zo'n zoemer blijkt ook uitstekend te werken met een minder kostbare (en beter verkrijgbare) 9-V-batterij. Deze schakeling gebruikt zo weinig stroom dat de batterij heel lang zal meegaan. Wie het gebruik van een buzzer niet nodig vindt, kan deze ook vervangen door een 10-kΩ-weerstand.

Regendetector

Jean-Marc Brassart

Deze schakeling, als we dit beetje elektronica tenminste een schakeling kunnen noemen, is zonder twijfel een van de eenvoudigste ontwerpen uit deze Halfgeleidergids. Het verschil tussen deze detector en zijn soortgenoten schuilt in het feit dat de werking ervan gebaseerd is op de variatie in de weerstand tussen twee elektroden die aan de grillen van de natuur (weer eens een andere kreet om regen te omschrijven) zijn overgeleverd.

In de schakeling is een elektronische zekering toegepast die we al enkele malen de revue hebben laten passeren in diverse ontwerpen, een Polyswitch RXE010 van Raychem. De Polyswitch staat hier in serie met een relaispoel waaraan parallel een weerstand is geplaatst. Het totale stroomverbruik is 200 mA. Zodra de spanning wordt aangesloten, zal het relais even aantrekken, maar dan weer snel afvallen omdat de stroom van 200 mA door de Polyswitch deze hoogohmig maakt. De schakeling houdt deze weinig energie eisende status aan tot de eerste regendruppels de RXE010 afkoelen en hem weer in geleidende toestand brengen. Het relais trekt nu aan en blijft dat tot het einde van de regenbui.

Enkele eigenschappen van de RXE010: Hij heeft een koud-

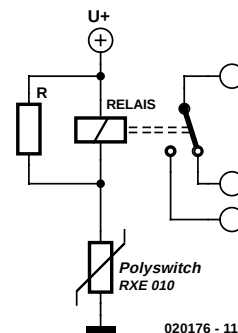
weerstand van $4,5 \Omega$ en een zeer hoge weerstand in warme toestand. De spanning waarop de schakeling werkt, bepaalt het te gebruiken soort relais. Als we bijvoorbeeld een Finder relais type 4052 gebruiken met een spoelweerstand van 50Ω en een nominale spanning van 5 V, dan wordt de voedingsspanning voor deze schakeling 6 V.

In dit geval neemt de RXE010 $4,5 \times 0,2 = 0,9 \text{ V}$ voor zijn rekening, zodat het relais de juiste spanning krijgt. Om aan de 200 mA te komen die nodig zijn om de RXE010 hoogohmig te maken, moet de totale weerstand van relais met shuntweerstand $5/0,2 = 25 \Omega$ groot zijn. Hieruit volgt dat de weerstand die we parallel aan het relais moeten plaatsen een waarde van 50Ω moet hebben (1 W).

Wilt u meer te weten komen over de RXE010, dan raden we u aan een bezoekje aan de site van Raychem te brengen:

<http://www.raychem.com/>

073



Zonnerelais

074

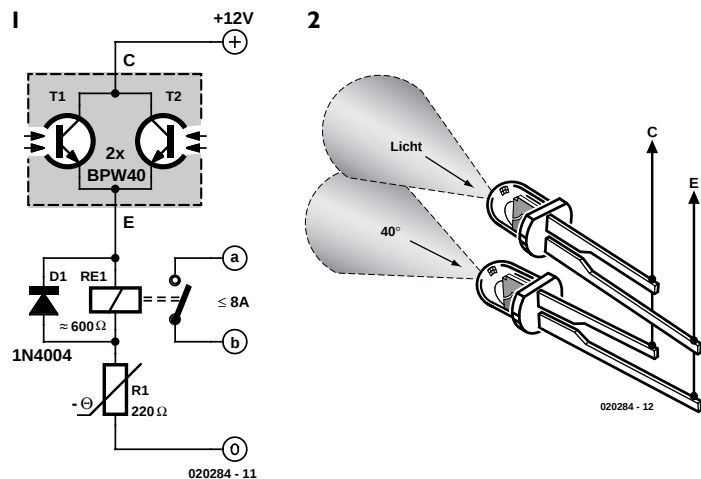
Wolfgang Zeiller

Als het warm weer is en de zon voortdurend schijnt, dan kunnen ook grotere accu's van zonnecelsystemen behoorlijk last van de warmte krijgen. Daarom wordt er meestal parallel aan de accu een schakeling aangesloten die vanaf ongeveer 14,4 V actief wordt. Dan wordt het teveel aan zonne-energie in een dikke shunt opgestoot (dus omgezet in warmte) of er wordt met een powerFET een ventilator ingeschakeld voor de broodnodige verkoeling van de accu's. Deze laatste oplossing heeft echter de neiging te oscilleren. Immers, bij het inschakelen van een krachtige ventilator zakt de spanning onder 14,4 V en dan wordt de ventilator weer uitgeschakeld. De accu herstelt zich zonder belasting dan weer snel, waardoor de klemspanning weer boven 14,4 V uit komt. Ook met een ingestelde hysteresis zal dit spelletje zich binnen een paar seconden herhalen. De oplossing van het probleem wordt gegeven door de schakeling in **figuur 1** die de ventilator niet inschakelt op grond van de te hoge klemspanning van de accu, maar op grond van de warmteinstraling die het eigenlijke probleem ook veroorzaakt. Uit ervaring blijkt dat het gevaar van oververhitting van de accu alleen maar in de zomer tussen 14 en 18 uur op de loer ligt. Juist dan is de lichtsterkte bij de ingestelde hoek van een zonnepaneel bijzonder groot. Het zonnerelais maakt gebruik van deze wetenschap.

De clou van deze ogenschijnlijk simpele schakeling zit hem in de juiste combinatie van de onderdelen. Er wordt niet gebruik gemaakt van een power-FET maar van een krachtig en desondanks toch nog klein 12-V-relais. De weerstand van de spoel van een dergelijk relais ligt meestal rond 100...200 Ω , maar voor onze toepassing moet deze weerstand minimaal 600 Ω zijn. Conrad heeft zulke relais van het merk Schrack. Hier is het goedkoopste 8-A print-relais RYII toegepast.

In serie met het relais is een lichtsensor opgenomen. Deze bestaat uit twee parallel geschakelde fototransistors van het type BPW40. Het getal in het type-nummer duidt op de invalshoek van het licht. Bij heldere zonneschijn zorgen de twee parallel geschakelde halfgeleiders voor zoveel stroom dat het relais zonder haperen aantrekt. Elk relais heeft van nature een grote hysteresis, zodat de ventilator aangesloten op de contacten a/b een paar minuten loopt, of korter als de sensor te weinig licht krijgt.

De thermistor (NTC) die in serie met het relais is geschakeld,



compenseert de verhoging van de weerstand van de relaisspoel, want die neemt met ongeveer 4 % per 10 °C toe. Verder zal het relais nu eerder afvallen, dat zou anders pas bij 4 V gebeuren.

De weerstand van de NTC van 220 Ω kan men afhankelijk van de toepassing nog veranderen door er een weerstand van 100 Ω mee in serie te zetten of een weerstand van 470 Ω parallel.

Als men de fototransistors in dezelfde richting laat kijken, dan valt het meeste licht binnen de kijkhoek van 40° rond 14 uur. Laten we ze iets van elkaar af wijken, dan ontstaat bijvoorbeeld een effectieve hoek van 70°. Bij de proefschakeling keken ze praktisch in dezelfde richting en dat voldeed prima.

Het automatische uitschakelen gaat net zoals het inschakelen in een keer, dus zonder klapperen. Dat komt mede doordat de NTC een 5 maal zo grote en tegengestelde temperatuurcoëfficiënt heeft als de relaisspoel. Dit werkt zowel bij het inschakelen als bij het uitschakelen precies de goede kant op: veel stroom door het relais bij het inschakelen en juist weinig bij het afvallen van het relais.

Het bouwen van de schakeling zal weinig problemen opleveren. Pas op met de aansluiting van de fototransistors. Deze zien er uit als kleurloze LED's. Je zou denken dat de lange aansluitpen de plus is en de korte de min. Dat is echter bij de BPW40 niet zo, de korte aansluiting is de collector. Natuurlijk moet ook de vrijlooptiode over het relais de goede kant op zitten. De ruststroom bij somber weer en in het donker is te verwaarlozen.

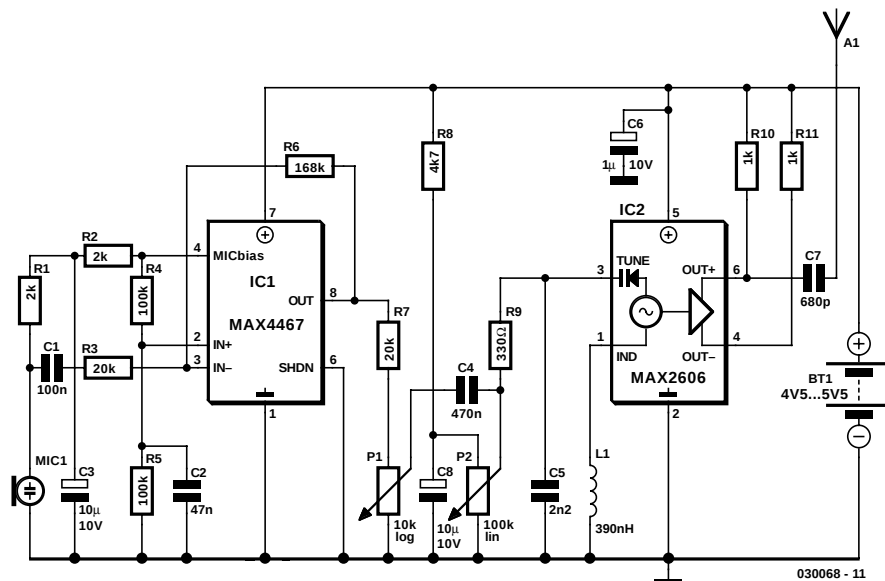
Draadloze FM-microfoon

075

D. Prabakaran

Dit eenvoudige zendertje kan spraak over een korte afstand verzenden. In de schakeling worden twee IC's van Maxim gebruikt. IC1 (een MAX4467) is een versterker die het microfoonsignaal voldoende versterkt om de volgende trap in frequentie te moduleren (FM). IC2 is een spanningsgestuurde oscillator (voltage controlled oscillator, VCO) met een geïntegreerde capaciteitsdiode. De nominale oscillatorfrequentie wordt met spoel L1 ingesteld. Met een inductiewaarde van 390 nH bedraagt de oscillatorfrequentie ongeveer 100 MHz. Voor goede prestaties moet L1 een redelijke Q-factor hebben. L1 is gemakkelijk te maken: wikkel 4 windingen verzilverd koperdraad om een 10-mm-boor en rek ze uit tot een spoellengte van ongeveer 1,5 cm. De draaddiameter is niet kritisch, alles van 0,5 tot 1 mm is geschikt. De spoel heeft geen kern. De MAX4467 is een micropower-opamp voor lage voedingspanning, die versterking/bandbreedte-product heeft van 200 kHz bij een stroomopname van slechts 24 μ A. Wanneer een elektret-microfoon wordt gebruikt, is daarvoor een voorspanning (DC bias) nodig. De MAX4467 heeft een voorziening om deze microfoon-voorspanning uit te schakelen in de shutdown-mode. Hierdoor wordt het stroomverbruik met enkele honderden μ A verminderd, wat belangrijk kan zijn in apparaten met batterijvoeding. De MICBias-pen levert de geschatte voedingsspanning voor de microfoon. R1 begrenst de stroom door het microfoonkapsel. De uitgang van de MAX4467 is vrij laagohmig en deze kan het signaal over kabels met een lengte tot 50 m sturen.

De VCO in de MAX2606 is speciaal ontworpen voor draagbare draadloze communicatiesystemen. Het IC heeft een kleine SOT23-behuizing met zes aansluitingen. De VCO is ruisarm en heeft ingebouwde capaciteitsdiode en feedback-condensatoren. Behalve de externe spoel (hier L1) zijn er geen onderdelen nodig voor de frequentie-instelling van de VCO.



Om de schakeling optimaal te laten werken is het belangrijk de invloed van parasitaire componenten zo klein mogelijk te houden. Monteer L1 daarom zo dicht mogelijk bij de aansluitpennen van het IC en C5 direct over pen 2 (GND) en pen 3 (TUNE). Met potentiometer P2 kan een vrij kanaal worden ingesteld in de FM-band van ongeveer 88 MHz tot 108 MHz. Het uitgangsvermogen bedraagt circa 21 dBm (circa 10 μ W) in 50 Ω . Dit geringe vermogen maakt de schakeling vooral geschikt als meetzendertje.

Met P1 kan de frequentiezwaai worden ingesteld en dus het volume. Signalen groter dan 60 mV geven vervorming, let daarop bij de instelling van P1. Zorg er voor dat alle bedrading zo kort mogelijk is om de invloed van parasitaire capaciteiten rond IC1 zo klein mogelijk te houden. Voor de antenne kan men een spriet met een lengte van circa 75 cm gebruiken.

De zender werkt op een enkele voedingsspanning van 4,5...5,5 V, die gemakkelijk door een 3 1,5-V-batterijen kan worden geleverd. De schakeling moet in een metalen kastje worden gemonteerd, met een afscherming tussen de laagfrequent en hoogfrequent trappen.

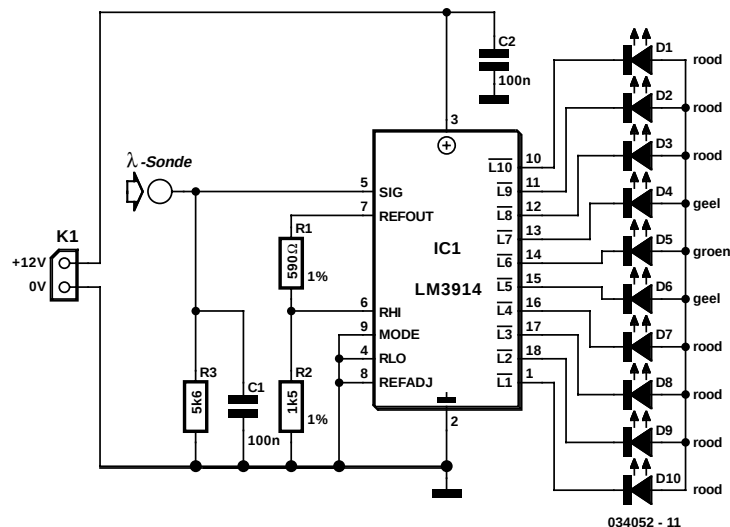
(030068)

Lambda-probe voor carburateur-tuning

076

Een lambda-probe (of zuurstofsensor) zit tegenwoordig in het uitlaatsysteem van de meeste auto's die op ongelode brandstof lopen. Als de lambda-probe op temperatuur is (ongeveer 600 °C!) levert deze een uitgangsspanning die evenredig is met de hoeveelheid zuurstof in de uitlaatgassen. Deze spanning zegt iets over de verhouding lucht/brandstof in het mengsel dat uit de carburateur komt en geeft daarmee informatie over het rendement van de verbranding. Bij de moderne auto's (en motoren) wordt deze informatie gebruikt om (elektronisch) motorparameters zoals de timing van de ontsteking en brandstofinspuiting te regelen.

De indicator die hier wordt beschreven, is bedoeld voor permanente installatie op een motor. Hiermee kan het brandstofmengsel in de gaten gehouden worden. Dan kan het motorvermogen getuned worden als er een andere carburateur is geplaatst. Los daarvan is het ook wel aardig dat de heldere LED's zonder twijfel de aandacht zullen trekken van nieuwsgierige collega-motorrijders. Op de plaatselijke sloop is het waarschijnlijk wel mogelijk om een eendraads lambda-probe uit een wrak te slopen. Na het vinden van een passende moer kan de probe in de uitlaatpijp van de motor geschroefd worden op een afstand van ongeveer 30 cm van de cilinders. Omdat het hier gaat om een dure (verchromde) uitlaatpijp is het misschien wel verstandig om het lassen en boren aan een specialist over te laten! Het uitgangspunt voor het ontwerp van een geschikt elektronisch display is dat een lucht/brandstof-verhouding van 14,7:1



bij de edele kunst van het tunen van de carburateur in het algemeen als uitstekend wordt gezien. Bij 16,2:1 spreken we van een 'arm' mengsel en bij 11,7:1 van een 'rijk' mengsel. De perfecte verhouding komt meestal neer op een uitgangsspanning van de probe van 0,45 V. Kijken we naar het schema, dan zien we dat er dan precies 5 van de 10 LED's branden, inclusief de groene LED D5. Als een van de rode LED's brandt, dan is het mengsel zeker te rijk. In het algemeen is het beter om een iets te rijk brandstofmengsel te hebben dan te arm, vandaar de gele LED tussen de groene en de eerste rode. De aflezing is overigens pas betrouwbaar wanneer de motor op temperatuur is.

Flight simulator uitbreidingen 77



De flight simulators van Microsoft zijn door de jaren heen steeds verbeterd. Er is veel aandacht besteed aan een realistisch vlieggedrag en aan de grafische weergave van het vliegtuig en zijn omgeving. Ook het plannen van een vlucht, vlieglessen, weersomstandigheden en zelfs radiocontact zijn tegenwoordig onderdeel van de simulatie.

Het enige dat nog ontbreekt, is een cockpit met alles erop en eraan, zodat we geen toetsenbord meer hoeven te gebruiken, plus de relevante gegevens (hoogte, snelheid, enz.) op echte meetinstrumenten om ons heen. Er zijn bedrijven die dit soort cockpits en gedeelten van cockpits leveren, maar zelfbouw is natuurlijk veel leuker...

Het is op zich een hele klus om een mooie cockpit te bouwen, maar dit is meestal niet het punt waar de echte hobbyisten over vallen. Het grote probleem zit in de communicatie tussen de flight simulator en je eigen cockpit. De aansturing van de knuppel (via een joystick) zal waarschijnlijk geen moeilijkheden opleveren, maar hoe zit het als je de radio op een ander kanaal wilt afstemmen, of de landingskleppen op 10% wilt zet-

ten? En dan is er nog de vraag hoe de relevante gegevens voor de meetinstrumenten moeten worden verkregen.

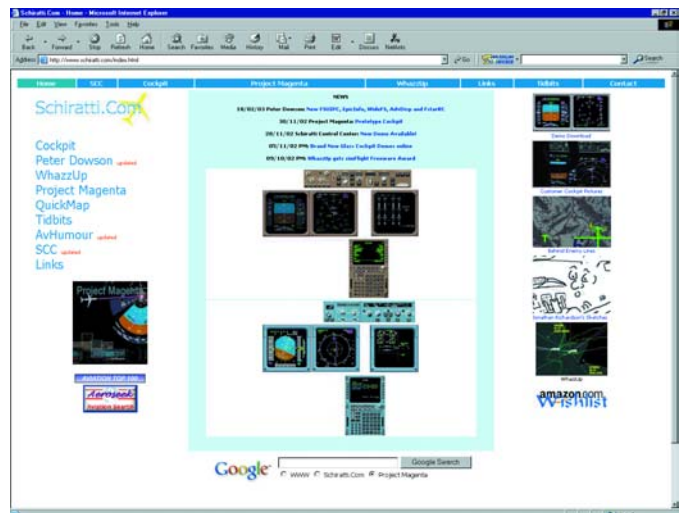
Gelukkig is de flight simulator uit te breiden met eigen functies door middel van DLL's. Op het Internet zijn hele volkstammen te vinden die zich daar intensief mee bezighouden. Meestal stellen zij hun software gratis of tegen een kleine vergoeding ter beschikking. Een opsomming van de verkrijgbare software zou nooit compleet kunnen zijn. Het is dan ook veel beter om zelf maar eens een kijkje nemen op het Internet.

Een goede plaats om te starten is:

www.schiratti.com/index.html.

Hier zijn diverse zaken te vinden, variërend van DLL's om zelf communicatieprogrammas te schrijven, tot en met complete programma's die een bepaalde functie vervullen. Voor informatie, voorbeelden en hulp bij het bouwen van een eigen cockpit is <http://www.simpits.org/> een goed uitgangspunt.

(034034)



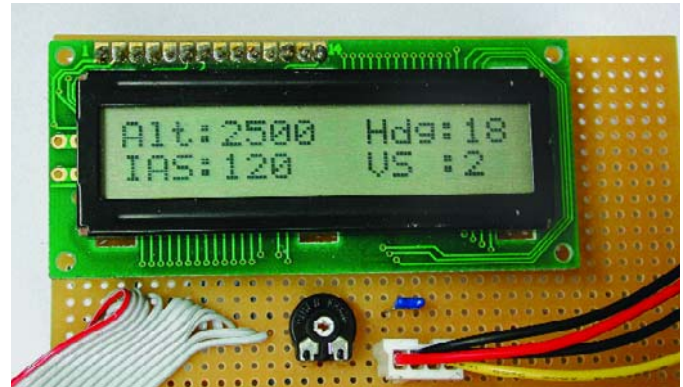
Flight simulator display

078

Elders in deze Halfgeleidergids staat een artikel over het aansluiten van een LCD op de PC (zie 'LCD-statuspaneel'). Ook is er een artikel te vinden over het zelf maken van extra opties voor de flight simulator van Microsoft (zie 'Flight simulator uitbreidingen'). We konden het gewoonweg niet laten om deze twee thema's met elkaar te combineren. Het resultaat: een LCD dat de meest relevante vluchtgegevens weergeeft tijdens het vliegen met de Microsoft flight simulator.

De software die bij dit artikel hoort, is zeer eenvoudig. Dit komt doordat het meeste werk al voor ons gedaan is door de programmeurs van zowel FSUIPC en Smartie51. Het LCD-programma Smartie51 is door middel van DLL's uit te breiden en FSUIPC zorgt er voor dat we gegevens van de flight simulator kunnen lezen. Het enige dat we hoefden te doen, was een DLL schrijven die de gewenste gegevens van de flight simulator kan lezen en deze desgewenst aan Smartie51 kan doorgeven. Hiervoor hebben we gebruik gemaakt van de SDK van FSUIPC.

Om het geheel aan de praat te krijgen moet men natuurlijk de benodigde software installeren, zoals in de eerder vermelde artikelen beschreven is. Verder moet men de DLL die bij dit artikel hoort (FSSmart.dll) in de plugin-map van Smartie51 plaatsen. De config.cfg hoort thuis in de hoofdmap van Smartie51. Als alles naar behoren is geïnstalleerd, kan de pret beginnen. Allereerst moet de flight simulator gestart worden. Nadat deze compleet geladen is, moeten we Smartie51 starten. Als alles



goed is, zal het LCD nu constant de volgende gegevens tonen: Alt (hoogte), Hdg (Heading), IAS (Indicated Air Speed) en VS (Vertical Speed).

De benodigde bestanden inclusief broncode zijn te downloaden vanaf de website van Elektuur (<http://www.elektuur.nl>) onder nummer 034056-11. De software is simpel van opzet, zodat mensen met een beetje ervaring in Delphi het programma gemakkelijk kunnen uitbreiden om nog andere flight-simulator-gegevens te kunnen weergeven. Hiervoor is het wel raadzaam om ook de SDK van FSUIPC te downloaden. Deze SDK is te vinden op:

<http://www.schiratti.com/dowson.html>.

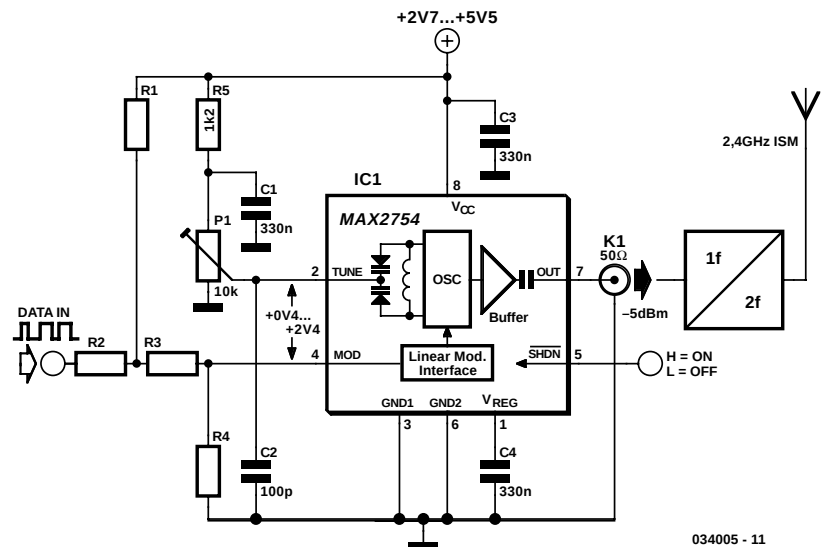
Lineair moduleerbare 1,2-GHz-VCO

Gregor Kleine

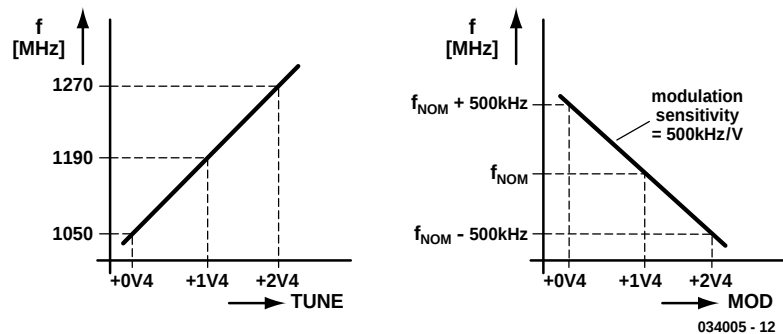
Een VCO (Voltage Controlled Oscillator) voor de 2,4 GHz ISM-band is, om allerlei technische redenen, in serieproductie moeilijk met voldoende nauwkeurigheid te produceren. Daarom heeft Maxim (www.maxim-ic.com) een oscillator-IC ontwikkeld - de MAX2754 - dat op de halve uitgangsfrequentie werkt. Dit IC heeft, naast een ingang voor de afstemming (TUNE), een aparte ingang voor de modulatie (MOD). De modulatie-ingang heeft een zeer lineaire overdracht en wordt gebruikt om het uitgangssignaal in frequentie te moduleren. Het IC is ondergebracht in een compacte 8-pens MAX-behuizing. De voedingsspanning ligt in het bereik van 2,7 tot 5,5 V en de opgenomen stroom bedraagt minder dan 20 mA.

Zowel de TUNE- als de MOD-ingang wordt gestuurd met een spanning van 0,4...2,4 V. Met de TUNE-ingang kan de frequentie worden ingesteld in het bereik 1050...1270 MHz. Deze ingang is eigenlijk bedoeld als regelingang voor een PLL. In de hier getoonde schakeling echter is de TUNE-ingang gemakshalve verbonden met een afstempotentiometer. Met de MOD-ingang is de VCO digitaal maar ook analoog te moduleren. De steilheid bedraagt -500 kHz/V. Als voorbeeld is in het schema deze ingang geconfigureerd voor FSK-modulatie (Frequency Shift Keying). De weerstandswaarden zijn zodanig gekozen dat de modulatie, rond een gelijkspanning van 1,4 V, een amplitude heeft die de gewenste frequentiezwaai oplevert.

Aan uitgang OUT van de MAX2754 staat een niveau ter beschikking van -5 dBm in 50 Ω. Omdat de uitgang intern al is ontkoppeld voor gelijkspanning, is een koppelcondensator



034005 - 11



034005 - 12

hier niet nodig. De MAX2754 is bedoeld voor zenders in de 2,4 GHz ISM-band (Industrial Scientific Medical). Daarvoor is natuurlijk een frequentieverdubbelaar nodig. In het schema is de verdubbelaar, evenals de 2,4 GHz antenne, slechts symbolisch getekend.

(034005)

Automatische schakelaar voor spanningsomvormers

080

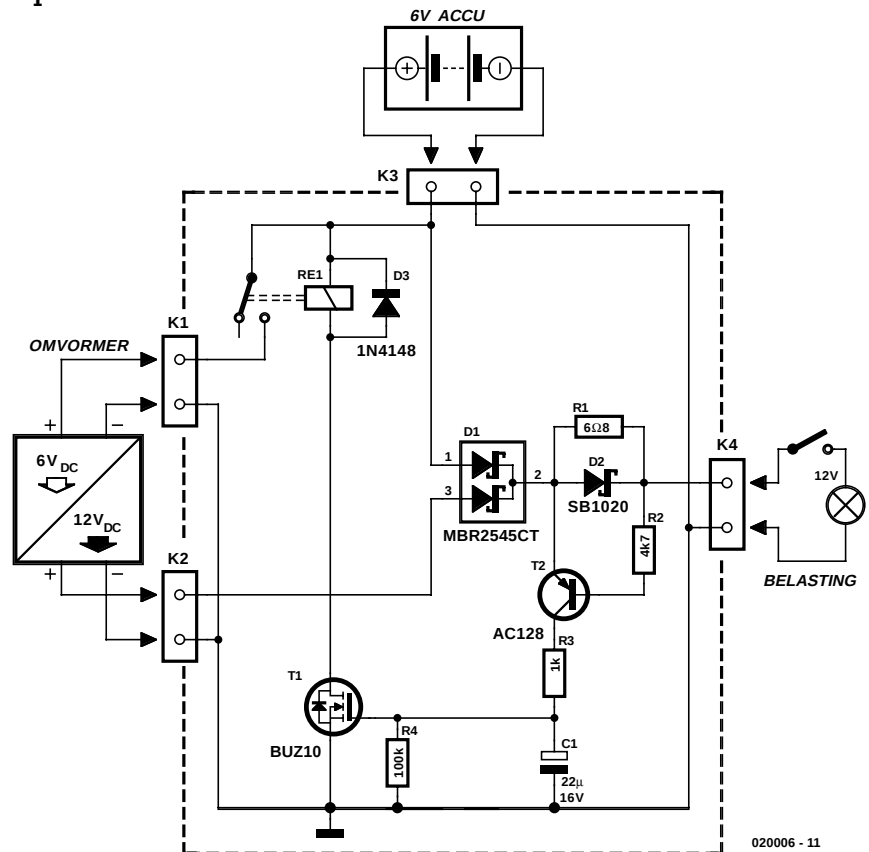
Christian Wolff

1

Regelmatig ziet men toepassingen van DC/DC-omvormer-IC's, zoals de populaire LT1070. Deze omvormers kunnen een bepaalde ingangsgelijkspanning omzetten in een uitgangsgelijkspanning die lager of hoger is dan de ingangsspanning, en dat met een vrij hoog rendement. Jammer is wel dat vrijwel al deze omvormers een gebrek hebben: Ze hebben een eigen aan/uitschakelaar nodig. Dat is vooral lastig als men een 12-V-autoradio uit een 6-V-accu wil voeden met gebruikmaking van een 6/12-V-omvormer. De hier voorgestelde schakeling dient als automatische belastingsdetector voor de omvormer. Het mooiste is het als de automatische schakelaar samen met de omvormer in een kleine handzame behuizing wordt gemonteerd. Dan is hij ook voor bijv. caravanbezitters eenvoudig te gebruiken. Ook bij de sterk variërende spanning van een accu moet de detector feilloos werken. Ook is belangrijk dat het spanningsverlies zo laag mogelijk is. Dat is hier bereikt door gebruik te maken van 'moderne' SiGe-technologie.

Op een anode van de dubbeldiode MBR2545 staat 6 V spanning van de accu, de andere anode van de diode is verbonden met de 12-V-uitgang van de omvormer. Op de kathode van de diode staat daardoor altijd minstens de 6-V-spanning van de accu. Als de radio wordt ingeschakeld, wordt ook bij 6 V al een stroom van bijvoorbeeld 100 mA opgenomen. Door deze stroom wordt over R1 een spanning opgewekt. Als die spanning een waarde van circa 75 mV bereikt, begint de germanium transistor T2 (een AC128) te geleiden en laadt elco C1 aan de gate van de BUZ10 op. De MOSFET schakelt relais RE1 in, waardoor de omvormer aan wordt gezet. Nu komt op de radio 12 V te staan. Door de hogere stroom stijgt de spanningsval over R1, maar deze wordt door de 10 A Schottkydiode die parallel aan R1 staat, begrensd. Het totale spanningsverlies bedraagt ongeveer 0,6 V.

De RC-combinatie bij de BUZ10 zorgt er voor dat deze transistor altijd minstens enkele seconden blijft ingeschakeld en de schakeling bij wisselende stroomopname niet gaat 'motorboten'. Als de gebruiker wordt uitgeschakeld, dan gaat de AC128 sperren, de elco wordt ontladen en het relais schakelt de omvormer uit. De resterende stroomopname is zo laag dat de schakeling ook zonder problemen direct uit de accu kan



worden gevoed.

De Schottky-dioden moeten zwaar genoeg zijn om de vrij grote stromen te kunnen verwerken, maar minstens zo belangrijk is dat ze een lage drempelspanning hebben. Het exacte type is niet zo belangrijk. Voor de dubbeldiode kunnen ook twee enkelvoudige diodes worden gebruikt. Voor de MBR-diode kan een kleine koelvin geen kwaad, al is dat niet per se nodig. Voor de germaniumtransistor kan eigenlijk ieder verkrijgbaar of beschikbaar type worden gebruikt (AC125/126/128 werken probleemloos). Eventueel moet R1 worden aangepast. Door R1 wordt samen met de germaniumtransistor bepaald tot welke stroom de regelaar uit blijft en bij welke stroom de omvormer wordt ingeschakeld. Deze stroom ligt bij de dimensionering volgens **figuur 1** tussen 10 en 25 mA. Het is raadzaam om de ruststroom en de inschakelstroom (bij 6 V) van de gebruiker te meten en het schakelgedrag met belastingsweerstand na te bootsen. Bij de keuze van het relais moet er rekening mee worden gehouden dat de te schakelen stroom duidelijk hoger kan zijn dan de nominale uitgangsstroom. Bij een belasting van 5 A bij 12 V en een omvormer-rendement van 70% bedraagt de stroom door de relaiscontacten toch nog altijd zo'n 14,3 A.

(020006)

Accucontrole voor motoren

081

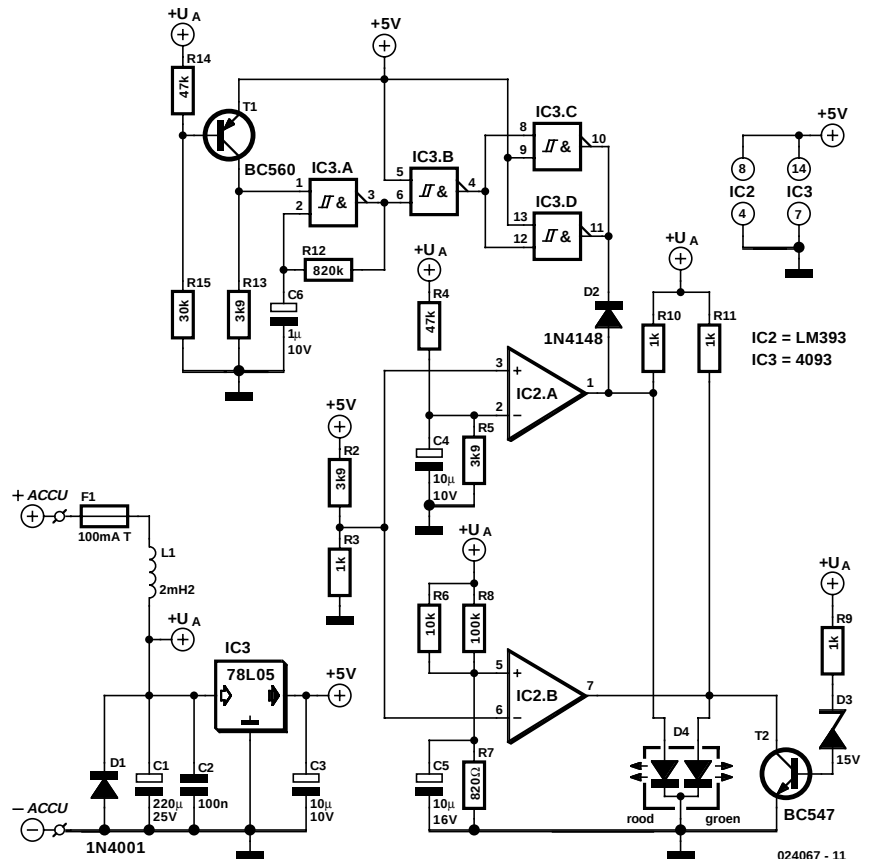
Achim Eschhold

Een schakeling voor de controle van de accu en de dynamo is voor bezitters van motorfietsen een zinvol iets. Maar niet iedere 'biker' is bereid om voor de gebruikelijk LED-systemen gaten in de cockpit te boren of een extra analoge meter te monteren. Bij de hier getoonde schakeling wordt slechts één enkele 5-mm-LED gebruikt. Daarmee kunnen maar liefst vijf verschillende toestanden van het boordnet worden aangegeven. Als LED wordt een duo-LED gebruikt, die continu (ook bij daglicht) kan branden maar die ook kan knipperen. Als de schakeling op een stuk gaatjesprint wordt opgebouwd en in een klein kastje wordt gemonteerd, kan de totale elektronica in de behuizing van de schijnwerper worden geplaatst of onder de tank worden vastgezet.

Het hart van de schakeling is IC2, een tweevoudige comparator. Er worden geen meekoppelweerstanden gebruikt; in plaats van een hysteresis wordt de aanduiding gestabiliseerd door de condensatoren C4 en C5. Kleine tantaalelco's zijn hiervoor in het algemeen prima geschikt, maar bij slecht geregelde dynamo's kunnen beter gewone elco's van 220 µF worden gebruikt. De referentiespanning voor IC2 wordt door spanningsdeler R2/R3 uit de 5-V-spanning van stabilisator IC1 afgeleid. Ze wordt met de boordspanning vergeleken, die via R4/R5 aan de inverterende tak wordt toegevoerd en via R6/R7 aan de niet-inverterende tak. De delers werken separaat en kunnen door aanpassing van de onderste weerstanden gemakkelijk worden aangepast voor andere schakeldrempels. IC2a stuurt via collectorweerstand R10 de rode anode van LED D4. De groene anode wordt door IC2b via R11 gestuurd. R11 kan door T2 aan massa worden gelegd, waardoor de groene LED geen stroom meer krijgt. Dat gebeurt als de spanning van het boordnet hoger wordt dan de drempelspanning van 15 V (zenerdiode D3). Ook de twee parallel geschakelde poorten IC3c en d kunnen stroom 'stelen', maar dan van de rode anode van de LED. De stroom die de poorten kunnen opnemen is begrensd, de stroom die overblijft voor de LED is daarom ook afhankelijk van de spanning van het boordnet.

De twee poorten worden door oscillator IC3a geklokt. De oscillator is geblokkeerd als T1 spert. Dat is het geval wanneer de boordspanning op spanningsdeler R14/R15 voldoende hoog is. Bij te lage boordspanning knippert de rode LED.

De boordspanning wordt via zekering F1 en laagdoorlaatfilter L1/C1 aan de schakeling toegevoerd. Als een laagohmige vaste zelfinductie niet beschikbaar is, kan in plaats van deze spoel een weerstand van 1 Ω worden gebruikt. Om te zorgen



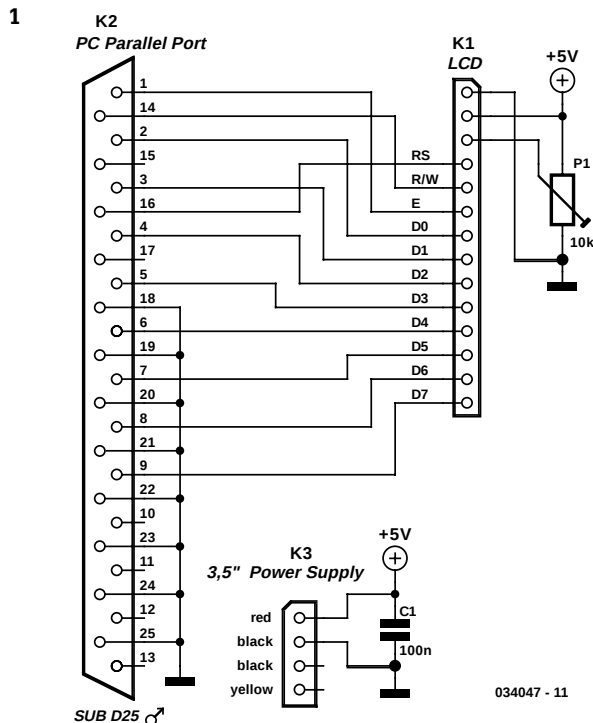
dat de indicatie niet steeds verspringt, moeten dan wel C3...C5 wat groter worden gemaakt. Door D1 worden negatieve spanningspieken onderdrukt en de schakeling tegen abusievelijk ompolen beschermd. Door het lage stroomverbruik van minder dan 30 mA kan de print weliswaar direct op de accu worden aangesloten, maar het verdient toch de voorkeur om dat achter de hoofdschakelaar te doen.

(024067)

Signaal	Contactsloot aan/ licht uit	Toerental meer dan 2000 omw/min
Rood knipperend	accu leeg (7,1 V < U _{accu} < 11,3 V)	dynamo laadt niet/ installatie defect
Rood continu	accu halfvol (11,3 V < U _{accu} < 12,1 V)	dynamo laadt nauwelijks
Geel continu	accu vol (12,1 V < U _{accu} < 13,0 V)	dynamo overbelast
Groen continu	13,0 V < U _{accu} < 16,0 V	normaal bedrijf
Uit	U _{accu} ≥ 16,0 V	regelaar defect

LCD-statuspaneel

082

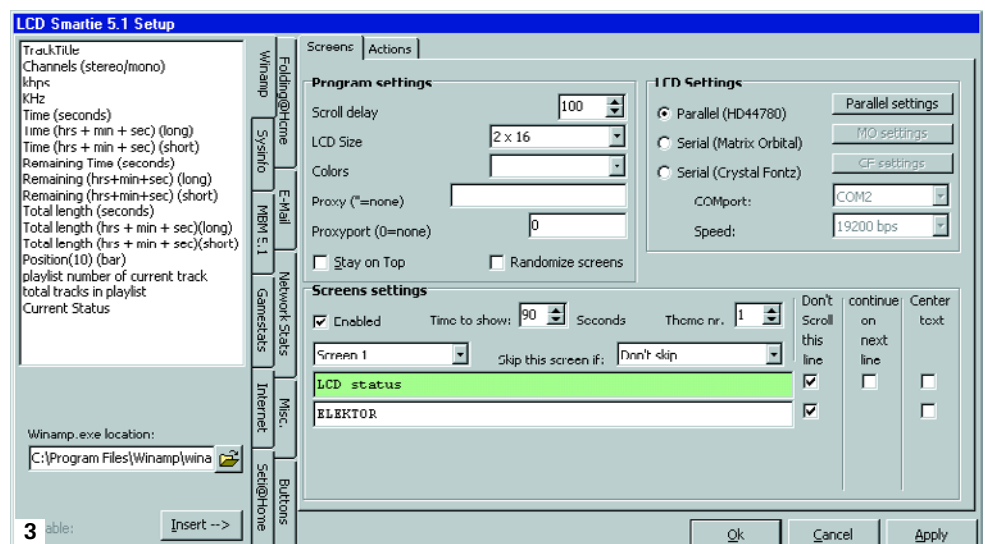


PC-voeding gebeuren via een voedingssteker (in dit geval een stekker van een 3,5"-drive), waarvan er meestal nog wel een-tje vrij is. Om het goedkoop te houden kunnen we de communicatie tussen PC en LCD via de parallelle poort laten verlopen. Deze connector wordt toch steeds minder gebruikt, door de opkomst van USB- en netwerkprinters.

Het schema (figuur 1) is heel simpel, aangezien de parallelle poort genoeg in- en uitgangen heeft om een LCD rechtstreeks aan te sturen. Hoewel de hele schakeling weinig stroom nodig heeft, is het toch beter om deze niet rechtstreeks via de parallelle poort te voeden. Zoals gezegd, is hier gekozen voor een voedingsaansluiting die normaal gebruikt wordt door 3,5" diskette-stations (K3). Resten alleen nog instelpot P1 en condensator C1. Met P1 kan het contrast van het LCD worden ingesteld. C1 zorgt voor een mooie voedingsspanning zonder storingen. Het type LCD kan naar eigen inzicht worden uitgekozen; zolang het display maar een HD44780-controller bevat, is het bruikbaar. De software ondersteunt de diverse gangbare afmetingen (van 1x10 karakters tot en met 4x40 karakters)

De gehele schakeling kan makkelijk op een stuk gaatjesprint worden opgebouwd. Bij ons prototype hebben we een 14-polige pinheader gebruikt om het LCD op aan te sluiten. De aansluiting van de voeding gebeurt via een simpele 4-polige pinheader. Wel moet men er goed op letten dat de voedingsteker op de juiste wijze wordt ingestoken, anders bestaat de kans dat er +12 V gebruikt wordt in plaats van +5 V, en dat zal het LCD niet overleven!

PC's worden tegenwoordig voor zowat alles en nog wat ingezet. E-mail is een standaard communicatiemiddel geworden en een netwerk thuis is niet meer voorbehouden aan de freaks. In veel huisgezinnen is de stereo-installatie aangesloten op de PC om MP3'tjes af te spelen, etc., etc. Ook het huidige software-aanbod is zo overweldigend dat iedereen wel wat van zijn gading kan vinden en al dan niet nuttig gebruiken. Het nadeel van veel software is echter dat je soms door de vensters het scherm niet meer ziet (ahum...bomen, bos...). Toegegeven, op zich is het heel gemakkelijk om te checken of je e-mail hebt, te kijken op Winamp welk nummer er nu speelt of de huidige snelheid van je Internet-verbinding te controleren. Maar vaak is het toch even zoeken waar je de gegevens kunt bekijken en meestal is er dan net een ander venster actief. Het resultaat is dat voor het zichtbaar maken van de gewenste gegevens noodgedwongen weer een aantal muisklikken nodig is. Niet echt moeilijk, maar wel omslachtig. Hier presenteren we een oplossing voor dit probleem: een LCD-scherm in de PC-behuizing dat constant de gewenste informatie weergeeft. Het display is makkelijk in een losse frontplaat van de PC te plaatsen, de stroomvoorzorging kan dankzij het lage stroomverbruik probleemloos vanuit de



Wie daar prijs op stelt, kan ook de eventuele achtergrondverlichting van het LCD aansluiten. Hoe dit moet, kan men het beste in de datasheet van de desbetreffende LCD-module bekijken. Sommige exemplaren vereisen een voorschakelweerstand, terwijl andere uitvoeringen al een voorschakelweerstand geïntegreerd hebben. Voor het inbouwen van het LCD is een ongebruikt frontplaatje van de PC uitermate geschikt.

Wanneer alles opgebouwd is, hebben we nog software nodig om de schakeling aan te sturen. Op het Internet worden hiervoor diverse programma's aangeboden, compleet met alle relevante gegevens. Het mooiste programma dat wij tot nu toe zijn tegengekomen, is 'LCD Smartie 5.1'. Dit programma is te downloaden vanaf:

<http://backupteam.gamepoint.net/smartie/>

De mogelijkheden van dit programma zijn zo uitgebreid dat het een onbegonnen zaak is om deze hier volledig op te sommen. De teksten op het LCD zijn allemaal naar eigen wens aan te passen. Deze teksten kan men bovendien aanvullen met actuele gegevens, zoals de huidige gebruikersnaam, temperatuur van de processor, snelheid van de Internet-connectie, waarschuwing bij nieuwe e-mails, enzovoort. Gelukkig is het programma zeer gebruikersvriendelijk, waardoor iedereen er in no-time mee overweg kan. **Figuur 2** toont de emulatie van het LCD op het scherm met Smartie 5.1, terwijl in **figuur 3** het configuratiescherm van het programma is afgebeeld.

Spanningsstabilisatoren

083

De spanningsstabilisatoren uit de 78xx-serie komen waarschijnlijk in de meeste analoge voedingen voor. Het lijkt dan ook overbodig daar nog wat over te vertellen, maar van de andere kant kan het toch erg nuttig zijn nog eens op de belangrijkste punten te wijzen, juist omdat ze zo vaak worden gebruikt.

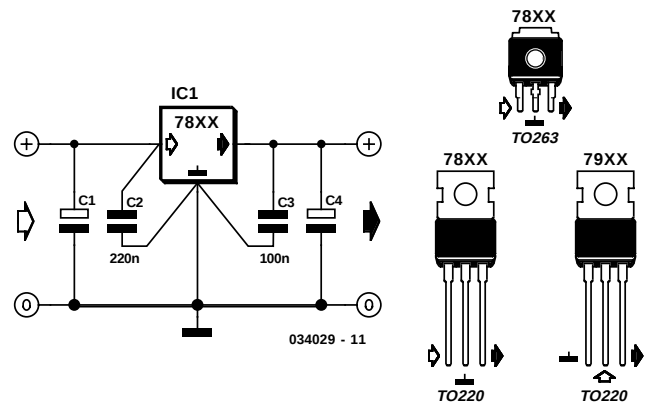
De 78xx wordt altijd bijna 'kaal' toegepast, omdat er nu eenmaal nauwelijks externe componenten bij nodig zijn. In feite is maar één extra component verplicht en dat is condensator C2 die volgens de aanbeveling van de fabrikant 220 n moet zijn om te voorkomen dat er oscillaties optreden. In de praktijk zie je dat hiervoor bijna altijd 100 n wordt genomen en dat is een waarde die geen problemen oplevert.

C1 is de afvlakelco die er voor dient om de rimpel van de gelijkgerichte wisselspanning te verkleinen en met de stabilisatie eigenlijk niets te maken heeft. Als de gelijkspanning uit een netadapter komt, dan zit deze elco meestal al in de adapter, zij het dat de waarde daarvan soms wat aan de lage kant is. C2 mag alleen worden weggelaten als C1 vlak bij de 78xx zit én C1 van goede kwaliteit is (lage ESR). Maar er is niets op tegen op zeker te spelen en C2 altijd te plaatsen.

Vuistregel: altijd een condensator van 100 n aan de ingang zo kort mogelijk bij de stabilisator plaatsen.

Aan de uitgang hoeft strikt genomen geen condensator geplaatst te worden. Wel is het zo dat een condensator van tenminste 100 n (C3) er voor zorgt dat snelle (enkele microseconden) veranderingen in de belasting veel beter worden opgevangen. In de praktijk wordt er bij de voedingsaansluitingen van veel IC's al een ontkoppelingscondensator geplaatst, die (als hij niet op te grote afstand is geplaatst) deze functie prima kan overnemen. Om dezelfde reden kan er ook een elco (C4) worden toegevoegd om langzame (en snelle, als het een goede elco is) belastingsvariëaties op te vangen. Het opvangen van langzame variëaties is eigenlijk niet nodig omdat het IC snel genoeg is om een verandering van de uitgangsspanning weg te regelen.

Vuistregel: altijd een uitgangscondensator van minstens 100 n toevoegen, liefst zo dicht mogelijk bij het IC met het grootste stroomgebruik (lees: dat de grootste variëaties in stroomgebruik



heeft)

Bij de fysieke opbouw is het nog van belang de capaciteiten langs zo kort mogelijke weg aan te sluiten. Dus geen lange leidingen en grote lussen. Betrek de ingangsspanning voor de stabilisator direct van de aansluitingen van de afvlakelco, want daar is de rimpel het kleinst.

Tot slot nog iets over de temperatuur die een 78xx-stabilisator mag bereiken. Ga er als vuistregel van uit dat wanneer je je verbrandt aan de stabilisator, de temperatuur van de behuizing boven de 60°C is en dat er dan een koelplaat(je) aan te pas moet komen. Op zich is het niet erg wanneer het IC warm wordt, want het is zo gemaakt dat het zichzelf uitschakelt bij te hoge temperaturen. In feite schakelt het zich niet uit, maar wordt de geleverde stroom bij toenemende temperatuur steeds kleiner. Is de inwendige temperatuur bijvoorbeeld gestegen tot 150°C, dan zal er nog maar iets meer dan de helft van de stroom bij 25°C geleverd kunnen worden. Daardoor kan het voorkomen dat de uitgangsspanning daalt bij een heet IC, terwijl toch de 'normale' maximale stroom niet bereikt is. Een koelplaatje is hier de voor de hand liggende oplossing.

Vuistregel: de stabilisator (of het koelplaatje) moeten nog net aangeraakt kunnen worden. Lukt dat niet, dan moet de koelplaat worden vergroot.

Telefoonlijn-indicator

084

Raymond van Orsoy de Flines

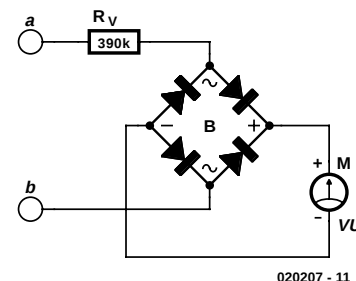
Met behulp van een (oud) draaispoelinstrument is met heel weinig moeite een simpel voltmeterijtje te maken dat in één oogopslag de status van de telefoonlijn weergeeft. Omdat de ingang van de schakeling zeer hoogohmig is, vormt zij slechts een minimale belasting voor de lijn, zodat het geheel zonder enig bezwaar permanent aangesloten kan blijven.

Het schema illustreert dat de schakeling uit niet meer bestaat dan een voorschakelweerstand, een brugcel en een draaispoelmeter. De waarde van de weerstand is afhankelijk van de gevoeligheid van het draaispoelinstrument. De auteur gebruikte voor zijn proefmodellen oude VU-meters die $250\ \mu\text{A}$ nodig hebben voor volle-schaal-uitslag en daarbij bleek een weerstandswaarde van $390\ \text{k}\Omega$ optimaal. Voor een $100\text{-}\mu\text{A}$ -instrument zal deze waarde moeten worden verhoogd tot ca. $680\ \text{k}\Omega$. Uitgangspunt bij de dimensionering is dat de draaispoelmeter in rusttoestand (hoorn op de haak) een uitslag moet geven over ongeveer $2/3$ van de volle schaal.

Uit de meteruitslag vallen drie verschillende toestanden van de telefoonlijn af te lezen:

1. De uitslag is heel klein: de telefoonlijn is bezet (spanning $5\ldots 12\ \text{V}$).
2. De uitslag is $2/3$ van de volle schaal: de lijn is vrij (spanning $48\ \text{V}$)
3. Volle-schaal-uitslag: belsignaal ($60\ldots 90\ \text{V AC}$).

Omdat de rustspanning en zeker de belspanning niet ongevaarlijk zijn, is het aan te bevelen om de schakeling zo in te bouwen dat er geen aanrakingsgevaar bestaat.



020207 - 11

IR-naderingsdetector

085

T.K. Hareendran

Deze naderingsdetector annex alarm is heel simpel van opzet en bevat louter goed verkrijgbare standaard-onderdelen.

Door IR-diode D1 zal bij de aangegeven waarde van R1 een gemiddelde stroom lopen van ongeveer 65 mA. Omdat deze stroom gepulst wordt met een duty-cycle van ca. 50% bedraagt de piekstroom elke halve periode zo'n 128 mA. Dit lijkt nogal veel, maar deze waarde ligt niettemin binnen het veilige gebied van de toegepaste LD274. Het PLL-IC LM567 (IC1) zorgt voor een schakelfrequentie van rond 20 kHz.

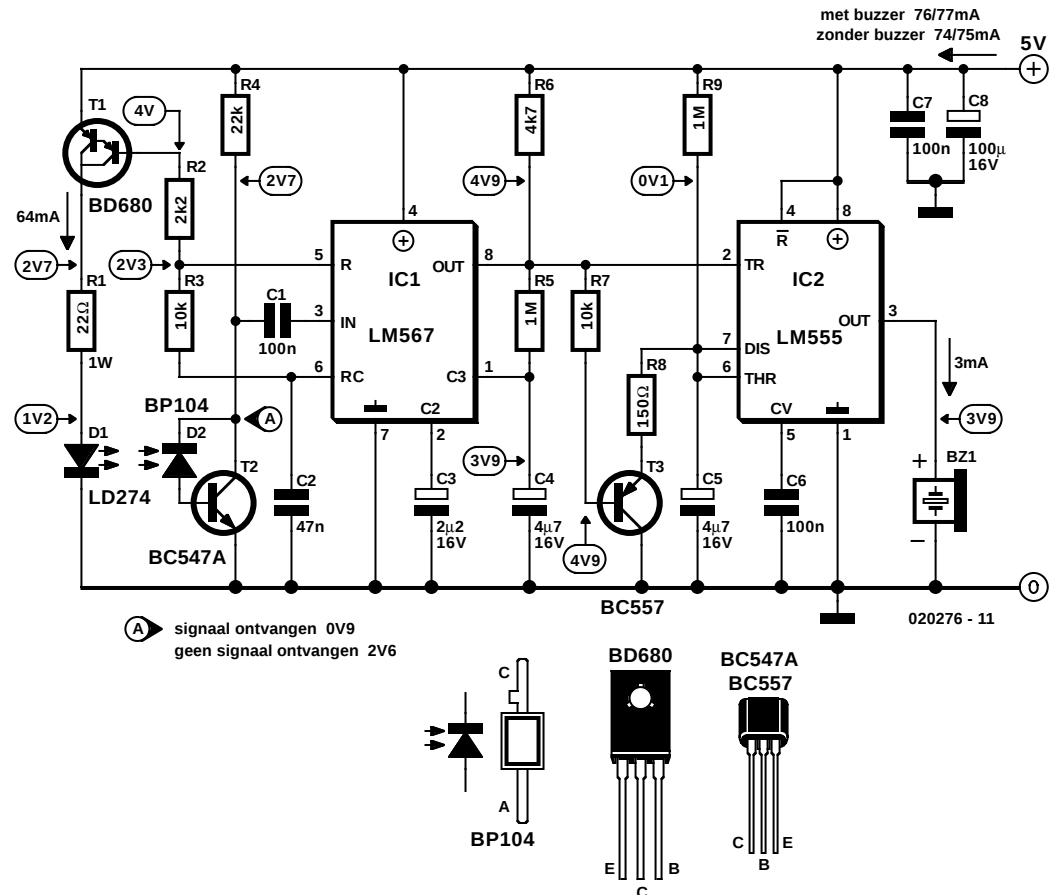
Wanneer de door D1 uitgezonden infrarode lichtstraal wordt gereflecteerd door een nabijelegen object, wordt dit reflectiesignaal opgepikt door IR-fotodiode D2, waarna het via T2 op pen 3 van IC1 belandt. Omdat de LM567 daardoor vergrendelt, zal zijn uitgang (pen 8) 'laag' worden. De met IC2 opgebouwde monostabiele multivibrator wordt dan getriggert en buzzer BZ1 zal zich laten horen.

De monostabiele blijft getriggert zolang het gereflecteerde signaal ontvangen wordt. De aanwezigheid van T3 maakt dat elco C5 zich alleen kan opladen als er geen signaal wordt ontvangen. In dat geval verandert de monostabiele van toestand na afloop van een door R9/C5 bepaalde tijd. Met deze dimensionering is dat na ongeveer 5 seconden.

Uiteraard dienen D1 en D2 zodanig te worden gemonteerd dat laatstgenoemde uitsluitend het gereflecteerde licht kan oppik-

ken. In de keuze van de voor deze beide dioden te gebruiken typen is men redelijk vrij, maar de dioden moeten wel op dezelfde golflengte zijn afgestemd. Het werkpunt van de ontvanger-ingang is helaas afhankelijk van omgevingslicht en daarom kan het nodig zijn de waarde van R4 ietwat aan te passen; criterium is een spanning van 1,5 à 4 V op de collector van T1 zonder ingangssignaal.

Sommige typen buzzers produceren nogal wat tegen-emk en dan is het verstandig een diode in serie met de uitgang van IC2 op te nemen. Vanwege de lage spanningsval kan hiervoor het beste een Schottky-type worden genomen.



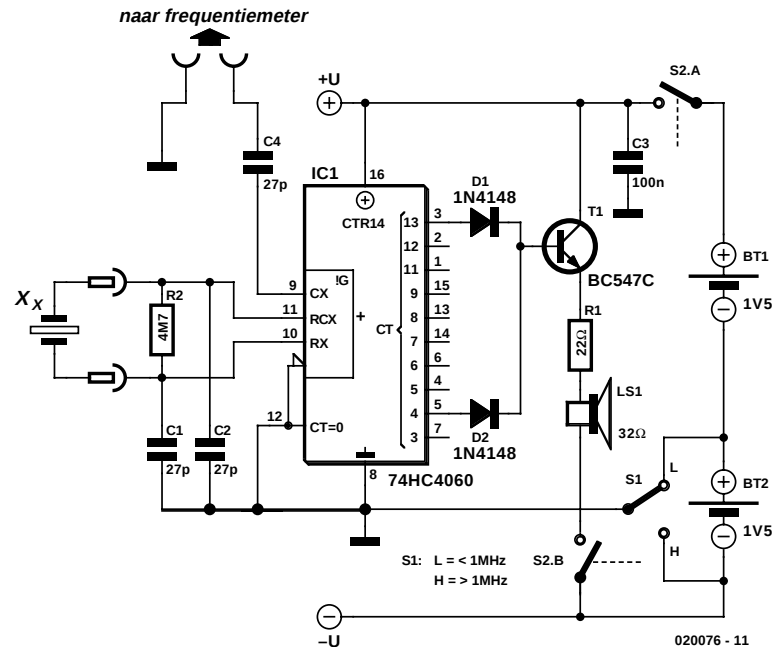
Kristaltester

086

Karlheinz Lorenz

Met deze universele schakeling kunnen kristallen van 30 kHz tot 100 MHz getest en gemeten worden. Het testcircuit is bedoeld als voorzetje voor een frequentiemeter. Tot ongeveer 24 MHz kan de frequentie van grondtoon-kristallen direct worden afgelezen, bij overtoon-kristallen echter alleen de grondtoon-frequentie. Bij een 5^{de}-overtoon 100-MHz-kristal verschijnt dus 20 MHz op het display.

Dit gedrag van de schakeling is onder meer te danken aan de spanningsafhankelijke maximale klok-snelheid van HC-logica. Bij kamertemperatuur bedraagt de maximale klok ongeveer 30 MHz (bij 3 V voedingsspanning). Voor kristallen onder 1 MHz is een voedingsspanning van 1,5 V (schakelaar S1 in stand L) ruimschoots voldoende. Bij kristallen met een hogere frequentie wordt S1 in stand H gezet en dan ligt de maximale frequentie beduidend hoger. Het hart van de schakeling wordt gevormd door een 14-traps binaire teller van het type 4060. Het te meten kristal wordt aan de ingang van de delerketen aangesloten; meteen daarna wordt het (gebufferde en geïnverteerde) signaal al weer van pen 9 van het teller-IC afgenomen en naar de frequentiemeter geleid. De delerketen is alleen nodig om de kristalfrequentie verder naar beneden te delen tot die zich in het hoorbare gebied bevindt. Op de uitgangspennen 5 en 3 bedragen de deelfactoren respectievelijk 32 en 16384. Via de diode-OR-poort en transistor T1 is de resulterende frequentie met behulp van een klein luidsprekertje of



hoofdtelefoonkapsel van 32 Ω duidelijk te horen.

De stroomopname van de schakeling hangt voornamelijk van de luidspreker af en ligt zo rond de 25 mA. Wanneer men tevreden is met een bescheiden geluidsterkte, kan R1 wat worden vergroot en zo de stroomopname worden gereduceerd. Indien wordt afgezien van de akoestische indicatie, hebben de batterijen bijna het eeuwige leven.

(020076)

Automatische netschakelaar voor PC-periferie

087

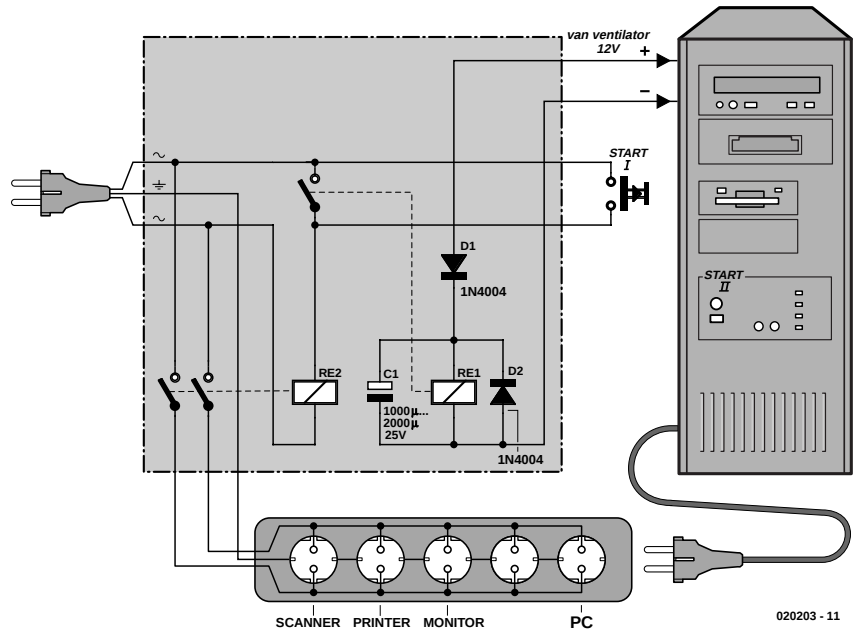
Alexander Brandon

Download- en branderprogramma's bieden meestal de optie de PC na gedane arbeid in standby te schakelen. Maar wat is het nut van een dergelijk stroombesparend feature als weliswaar de PC wordt uitgeschakeld, maar alle periferie-apparaten gewoon ingeschakeld blijven en dus vrolijk doorgaan met het verbruiken van watturen?

De hier beschreven schakeling biedt een oplossing voor dit probleem. Het geheel wordt opgenomen vóór de spanningsslof waarop PC en periferie zijn aangesloten, en verbindt of onderbreekt de netspanning voor alle apparaten door middel van een vermogensrelais. Een verbinding met een (12 V) PC-ventilator (dat kan de CPU-blower zijn of een ventilator voor de chipset) zorgt voor de informatie of de PC al dan niet actief is. Wanneer men zeker weet dat de 12-V-voedingsspanning van de PC in standby ook uitgeschakeld wordt, kan deze aansluiting eveneens gebruikt worden.

Bij het inschakelen zorgt een druk op de startknop dat vermogensrelais Re2 bekrachtigd wordt en alle apparaten netspanning krijgen. Om de PC te starten moet bij ATX-boards tevens op de power-knop worden gedrukt. Zodra de ventilator loopt, trekt het kleine relais Re1 aan en neemt daarmee de functie van de startknop over, zodat die weer kan worden losgelaten.

Wanneer de PC in standby gaat, valt de 12-V-spanning weg. Elco C1 houdt Re1 nog even aangetrokken, maar daarna valt het af en dus ook het vermogensrelais. D1 voorkomt dat de elco zich over de uitgeschakelde ventilator kan ontladen. D2 is de gebruikelijke vrijloopdiode. Alle apparaten worden door



Re2 dubbelpolig van het net gescheiden en zijn dus volledig stroomloos.

De gebruikte componenten dienen uiteraard op hun taak berekend te zijn. Zo moet Re2 een 220-V-relais zijn met contacten die bemeten zijn op de totale stroom die geschakeld moet worden. Voor Re1 kan met een klein 12-V-relais worden volstaan. De startknop dient weer een 230-V-type te zijn.

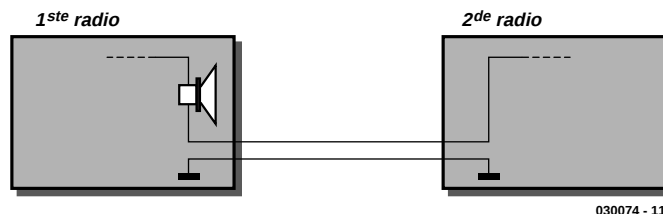
Bij het opbouwen van de schakeling, moet men de veiligheidsvoorschriften in het oog houden. Tussen delen die netspanning voeren en de rest moet een afstand van minimaal 6 mm in acht worden genomen en de behuizing moet goed geïsoleerd en absoluut aanraakveilig zijn. Met wat handigheid moet het lukken om het geheel in een spanningsslof in te bouwen.

MG/LG breedband-storingsonderdrukking

088

G. Baars

Veel radiosignalen op de midden- en langegolfband (MG/LG) en trouwens ook op de kortegolf, zijn vergeven van allerlei stoorsignalen die soms zo sterk zijn dat zwakke stations er compleet in verdwijnen. De ergste vorm is de breedband-storing die zich over een gebied van ettelijke honderden kiloherzen uitstrekt. Maar hoe raar het ook moge klinken: juist het feit dat de storing breedbandig is, maakt dat ze met behulp van een eenvoudig maar betrekkelijk onbekend trucje valt te onderdrukken. Daarbij wordt gebruik gemaakt van een tweede ontvanger die net naast het gewenste station wordt afgestemd. Het principe is in bijgaande schets geïllustreerd. De tweede ontvanger onderdrukt de stoorsignalen door ze in tegenfase aan het gewenste signaal van de eerste ontvanger toe te voegen. Zoals te zien, worden de luidsprekeruitgangen van beide radio's in fase met elkaar verbonden, waarbij de luidspreker van het tweede exemplaar wordt verwijderd of uitgeschakeld. Wanneer de tweede ontvanger op een net iets hogere of lagere



frequentie wordt afgestemd dan de eerste, wordt de luidspreker in de eerste aangestuurd met het verschil tussen beide signalen. Met de volumeregelaar van de tweede ontvanger is het dan mogelijk een zodanige instelling te vinden dat de breedband-storing aanzienlijk wordt verminderd.

Een eventuele externe antenne moet aan de ingangen van beide ontvangers worden aangesloten. Werken de radio's met ferrietantennes, dan moeten deze allebei in dezelfde richting worden gedraaid. De beste resultaten worden verkregen als twee identieke ontvangers worden gebruikt.

Goedkope transistortester

089

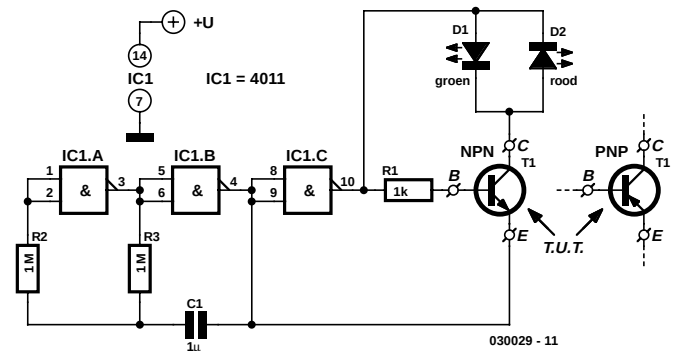
R.J. Gorkhali

Doordat hier een simpele visuele indicatie is toegepast, kan met deze kleine transistortester snel een 'go/no-go'-check worden uitgevoerd bij zowel NPN- als PNP-transistors. Als de geteste halfgeleider een werkend NPN-type is, gaat de groene LED knipperen en in het geval van een PNP'er de rode LED. Mocht de geteste transistor een kortsluiting vertonen, dan gaan beide LED's knipperen; is er sprake van een onderbreking, dan blijven daarentegen beide LED's gedoofd.

De schakeling bestaat uit niet meer dan een NAND-poort-IC 4011, vier passieve componenten en twee LED's. De vierde poort van de 4011 wordt niet gebruikt en de ingangen daarvan moeten aan massa worden gelegd. Eventueel kan die vierde poort ook parallel worden geschakeld aan IC1c, om meer stuurvermogen voor de geteste transistor beschikbaar te hebben.

IC1a, IC1b, R2, R3 en C1 vormen samen een oscillator die een blok golf met een lage frequentie opwekt. Dit signaal wordt vanuit pen 4 van IC1b toegevoerd aan de emitter van de geteste transistor, maar tevens aan inverter IC1c. Het feitelijke testcircuit wordt dus aangestuurd door zowel het rechtstreekse als het geïnverteerde oscillatorsignaal, en wel zodanig dat de spanning over dat deel van de schakeling steeds wordt omgekeerd.

Bij een NPN-transistor zal wanneer pen 10 'hoog' en pen 4



'laag' is, stroom lopen door LED D1 en de in geleiding gestuurde transistor. Maar als pen 4 en 10 van toestand veranderen, loopt er geen stroom omdat de transistor dan spert. In dat geval zal de groene LED D1 knipperen in het ritme van de oscillator. Een PNP-transistor wordt juist in geleiding gestuurd als pen 10 'laag' is en pen 4 'hoog', zodat er stroom gaat lopen door de rode LED D2.

Als voeding kan worden volstaan met twee in serie geschakelde 1,5-V-batterijen. Hoger dan 4,5 V mag de voedingspanning in geen geval zijn. Omdat de LED-stroom door IC1c beperkt wordt tot slechts enkele mA's, dienen voor D1 en D2 high-efficiency-typen te worden gebruikt.

(030029)

RMS/DC-converter

090

Gregor Kleine

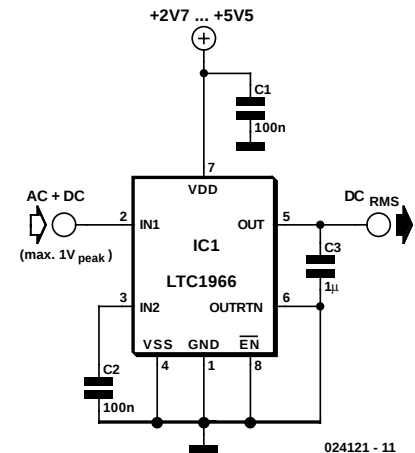
Om wisselspanningen te meten heb je een converter nodig die de werkelijke effectieve waarde van een wisselspanning omzet naar een gelijkspanning. Bij wisselspanning is de effectieve waarde 0,707 maal de topwaarde, maar bij afwijkende signaaltvormen is het niet zo eenvoudig. De effectieve waarde is de waarde die in een weerstand dezelfde warmte veroorzaakt als de desbetreffende wisselspanning.

De LTC 1966 van Linear Technology (www.linear-tech.com) maakt gebruik van een nieuwe delta-sigma-converter en is bij uitstek geschikt voor batterijgevoede apparaten, want hij trekt maar 170 μA . De lineariteit is uitstekend, de fout is maar 0,02% tussen 50 mV en 350 mV. Het frequentiebereik loopt van 50 Hz tot 1 kHz (bij een afwijking van 0,25%) of 6 kHz (bij een afwijking van 1%).

Het bereik van de ingangsspanning op de verschil-ingangen IN1 en IN2 loopt tot aan de voedingsspanningen. De hier afgebeelde schakeling is asymmetrisch opgezet, waardoor de ingangsspanning op IN1 tussen 0 V en de voedingsspanning mag liggen. Als de ingangsspanning een zuivere wisselspanning is, dan moet er een koppelcondensator worden toegepast. De ingangsimpedantie is een paar mega-ohm. De uit-

gangsspanning op OUT kan met de aansluiting OUTRTN een DC-offset krijgen. Dat kan bij LCD-multimeters zoals de 7106 heel nuttig zijn. Aan de uitgang is nog een condensator aangesloten die nodig is omdat de converter werkt met switched-capacitor-techniek. De capaciteit van deze condensator is in vergelijking met vroegere RMS/DC-converters tienmaal zo klein.

De LTC1966 heeft geen last van temperatuurschommelingen en wordt in een 8-pens-MSOP-behuizing geleverd. Met dit IC kan dus een zeer kleine RMS/DC-converter worden gebouwd met slechts vier onderdelen.

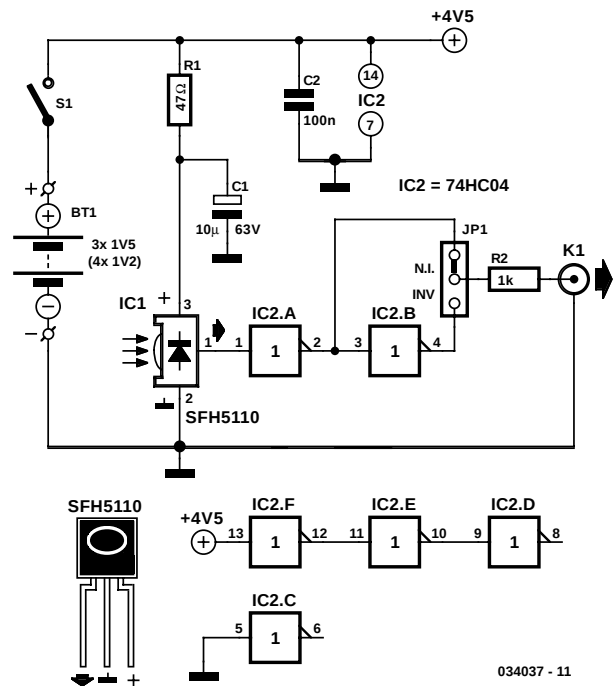


IR-afstandsbediening-ontvanger

Bij uit meerder apparaten bestaande audio-sets is het heel vaak zo dat uit economische overwegingen alleen de versterker maar is uitgerust met een afstandsbediening-ontvanger en dat het bedieningssignaal met kabeltjes wordt doorgelust naar de overige delen van de set. Bij bijvoorbeeld de tuner en CD-speler is dus geen eigen ontvangermodule ingebouwd. Wordt de tuner uit zo'n set los gekocht, dan kan deze niet zelfstandig op afstand worden bediend en dat is een tamelijk zwaarwegend nadeel in de praktijk. De enige manier om dat te ondervangen is het aansluiten van een losse IR-ontvanger op de ingang voor het 'doorluskabeltje'. En dat is dan ook precies waar deze schakeling voor bedoeld is.

Helaas is in de praktijk onduidelijk welk signaal hiervoor gebruikt moet worden en of het polariteitsgevoelig is. Wel zal het veelal een gedemoduleerd signaal moeten zijn. Vandaar dat hier een standaard IR-ontvangermodule met twee inverters is gecombineerd. De eerste inverter werkt ook als buffer omdat de uitgang van de module hoogohmig is. De uitgang van de ontvangermodule is actief laag, dus vormt de uitgang van de eerste inverter het niet geïnverteerde ontvangen signaal. De tweede inverter inverteert dit signaal weer. Met JP1 kan men beslissen welk signaal aan de uitgang moet verschijnen. R2 beschermt tegen kortsluiting en eventuele oversturing van de electronica van het aangesloten apparaat (bijvoorbeeld als het ingangscircuit uit 3-V-logica bestaat). R1/C1 ontstoren eventuele voedingsspijken.

Als voeding komen batterijen in aanmerking, omdat de schakeling niet meer dan ca. 1 mA verbruikt. Op een set van vier oplaadbare cellen met een capaciteit van 1800 mAh kan de schakeling 2,5 maand continu draaien. Vier NiMH-cellen met



een lader kunnen dus prima als voeding dienen. Indien het uit-schakelen van de batterijen niet vergeten wordt, zijn ook drie normale alkaline-batterijen (penlights) bruikbaar. Vanwege de iets grotere capaciteit zullen deze waarschijnlijk ongeveer een half jaar meegaan. Maar natuurlijk moet in de keuze meegenomen worden dat oplaadbare batterijen beter zijn voor het milieu.

Universeel schakelaar-array092

Helmut Kraus

Bij veel applicaties en zelfbouwprojecten is een set schakelaars nodig om te kunnen omschakelen. Typische voorbeelden zijn het omschakelen van een meetbereik of een uitgangsspanning, maar er zijn nog wel meer toepassingen te verzinnen waarbij een potentiaalvrije relaisuitgang gewenst is. Meestal moet er dan ook nog op gelet worden dat het schakelen 'onderbrekend' geschiedt, om kortsluitingen te voorkomen. Gewoon omschakelen met een relais is dan niet afdoende, omdat relais meestal sneller aantrekken, dan afvallen! Vaak wordt er dan een duur of lastig te verkrijgen IC ingezet, waardoor meestal ook nog het aantal schakelaars beperkt is, nog afgezien van het onderbrekend schakelen. Dat het ook anders gaat, bewijst de schakeling in **figuur 1**. Eenvoudiger kan het haast niet en de benodigde onderdelen komen bijna allemaal uit de rommeldoos.

De voordelen van dit ontwerp:

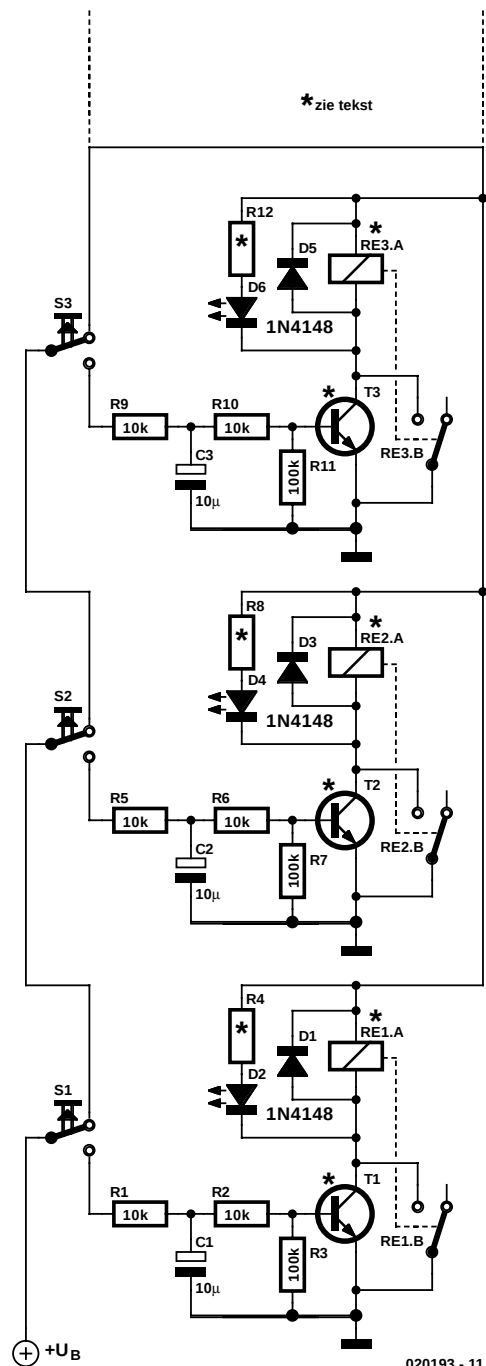
- onderbrekend schakelen
- potentiaalvrije relaiscontacten
- willekeurig aantal schakelaars
- vrij te kiezen voedingsspanning
- gedefinieerde uitgangstoestand (alle relais uit)
- slechts één sectie actief bij het indrukken van meerdere schakelaars

De relais dienen ieder een schakelcontact vrij te hebben voor de schakeling zelf. De druktoetsen moeten een wisselcontact hebben en in staat zijn het stroomverbruik van een relais te schakelen. Als de belastbaarheid van de schakelaars niet voldoende is (bijvoorbeeld bij sterkstroom-toepassingen), dan kan eventueel een klein relais in serie met de schakelaar worden opgenomen, dat dan voor de bediening van de uitgangsschakelrelais zorgt.

Alle schakelaarcontacten van de ruststand zijn in serie geschakeld en verzorgen de voedingsspanning voor alle schakeltrappen. Als een willekeurige schakelaar wordt bediend, wordt de voeding voor alle secties onderbroken en vallen alle relais af. De bij die schakelaar behorende basiscondensator wordt opgeladen. Als de knop dan weer wordt losgelaten, krijgen alle secties weliswaar weer spanning, maar alleen de opgeladen condensator levert genoeg energie om de bijbehorende transistor open te sturen, waardoor het relais aan zal trekken. Met het extra contact houdt dit relais zichzelf ingeschakeld. Een LED met voorschakelweerstand parallel aan de relaisspoel geeft de toestand aan. Bij het indrukken van een andere schakelaar herhaalt het spel zich weer: Eerst wordt de voedingsspanning voor alle relais afgeschakeld, zodat het onderbroken schakelen gewaarborgd is. Als de knop wordt losgelaten, trekt het relais aan waarvan de condensator opgeladen werd.

Als er tegelijkertijd op meerdere knoppen wordt gedrukt, wordt alleen die condensator geladen waarvan de schakelaar nog met de plus is verbonden: dit is dus de eerste in de

1



020193 - 11

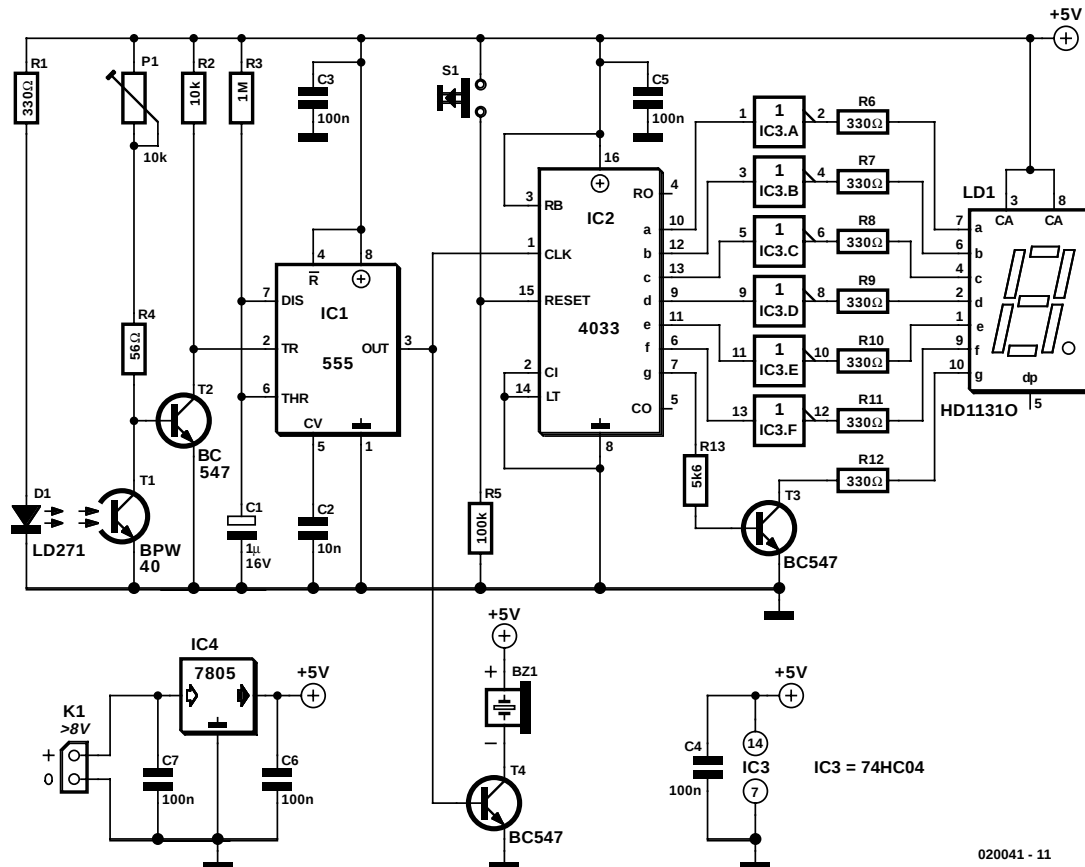
rij van ingedrukte knoppen. Zo kan altijd maar één sectie inschakelen!

De onderdelen die in het schema voorzien zijn van een * dienen aangepast te worden aan de toegepaste voedingsspanning respectievelijk schakelstroom. Bij vermogensrelais moeten darlington-trapjes met een geschikte belastbaarheid gebruikt worden. Het aantal secties is praktisch onbegrensd uit te breiden.

(020193)

Lichtsluis met teller

093



020041 - 11

T. Hareendran

De schakeling die hier wordt beschreven, telt het aantal keren dat een infrarode lichtstraal wordt onderbroken. Hierbij kan men denken aan een teller die aangeeft hoeveel mensen een ruimte binnengaan, of hoe vaak een balletje door een poortje is gegaan (handig bij bijvoorbeeld sjoelen).

Het hart van de schakeling bestaat uit een... u raadt het al: een lichtsluis! Diode D1 is een IR-LED die in normaal bedrijf IR-transistor T1 verlicht. Het resultaat van het ontvangen licht is dat de transistor T1 in meer of mindere mate in geleiding komt. De collectorspanning van T1 zal daardoor zo laag zijn dat de erop volgende transistor T2 juist niet geleidt (deze spanning kan met P1 binnen zekere grenzen worden ingesteld).

Zodra er een voorwerp tussen D1 en T1 komt, wordt het licht dat T1 ontvangt even geheel of gedeeltelijk geblokkeerd, waardoor de IR-transistor minder gaat geleiden. Daarmee stijgt de spanning over collector en emitter van T1, met als gevolg dat de spanning op de basis van T2 kortstondig toeneemt. Hierdoor komt T2 in geleiding, wat een negatieve flank veroorzaakt op IC1. Deze negatieve flank zorgt er op zijn beurt voor dat de monostabiele multivibrator getriggerd wordt, en dus voor een bepaalde tijd (in dit geval 1 s) de uitgang op pen 3 'hoog' maakt.

Er gebeuren dan twee dingen. Vanuit de uitgang van IC1 wordt via T4 en Bz1 ongeveer 1 seconde lang een zoemtoon geproduceerd. Zodra de zoemer stopt, zal voorts IC2 een negatieve flank op de klokingang zien. Dit zorgt ervoor dat de teller in IC2 met 1 verhoogd wordt. Voor het gemak is IC2 intern voorzien van een binair-naar-BCD-decoder. De uitgangen hoeven dan alleen maar gebufferd te worden door middel van IC3 en T3, waarna de tellerstand zichtbaar gemaakt kan worden op het 7-segments display. Met schakelaar S1 kunnen we de inhoud van de teller op 0 zetten.

Indien de tijd van 1 seconde niet voldoet aan uw wensen, kunt u de waarden van R3 en C1 veranderen om dit aan te passen. Een verhoging van de waarde van R3 zorgt ervoor dat de tijd langer wordt, terwijl een verlaging uiteraard tot gevolg heeft dat de tijd korter wordt. Voor C1 geldt hetzelfde.

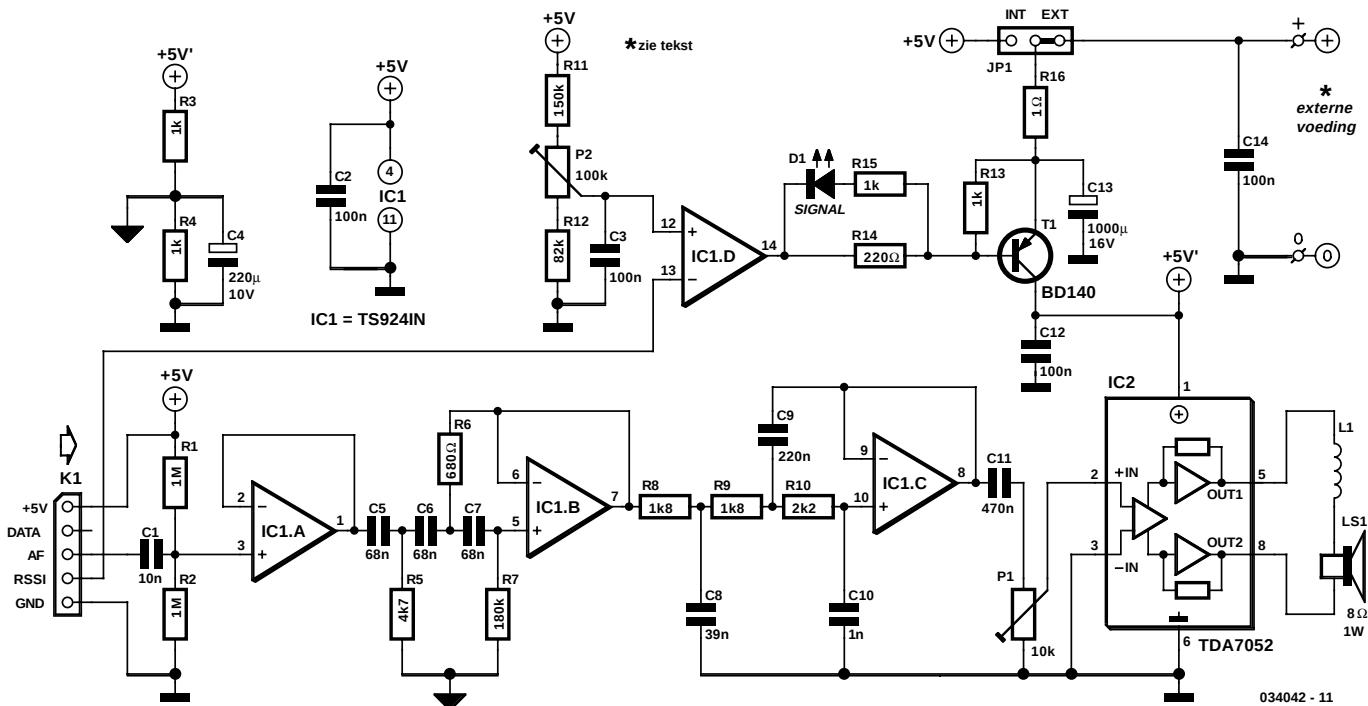
Zorg er bij de constructie van het geheel voor dat het licht van D1 goed op T1 valt, terwijl de IR-transistor tegelijkertijd zo min mogelijk omgevingslicht 'ziet'. Om dit te realiseren kan T1 het beste in een buisje worden geplaatst, dat precies naar D1 gericht wordt. Hoe langer het buisje, des te minder omgevingslicht zal T1 bereiken.

De gevoeligheid van de schakeling kan met P1 worden ingesteld.

(020041)

Versterker met squelch

094



034042 - 11

Deze uitbreiding op het ontvangerdeel van de 'FM-afstandsbediening' elders in dit nummer is vooral bedoeld voor toepassing als eenvoudige intercom of omroepinstallatie. Met misschien hier en daar een aanpassing kan de schakeling desgewenst ook aan andere ontvangermodules toegevoegd worden. In het bovengenoemde project kunnen met de hier beschreven uitbreiding de decoder en de dual-D-flipflop (IC2 en IC3) eventueel vervallen.

Kern van deze schakeling is dat hier de voedingsspanning van de eindversterker wordt geschakeld. Het mute-schakelen is op deze manier zeer eenvoudig en bespaart ook nog stroom (vooral van belang in batterijgevoede toepassingen). De als comparator fungerende opamp IC1d vergelijkt een met P2 instelbaar niveau met de signaalsterkte van de RX5-ontvanger. Het bereik van P2 is iets groter dan de spanning die uitgang RSSI van de ontvangermodule levert: resp. 1,23..2,74 en 1,27..2,63 V. IC1d schakelt T1, die op zijn beurt de voedingsspanning voor de eindversterker levert. Spanningsdelers R13/R14 zorgt voor een goed aan/uit-schakelgedrag van T1 en de spanning over R14 wordt via D1 gebruikt om aan te geven dat er een signaal ontvangen wordt.

Als eindversterker is een kleine brugversterker in een 8-pens DIL-behuizing ingezet: een TDA7052. Een leuk IC dat buiten volumeregelaar P1 helemaal zonder externe componenten uitkomt, maar bij langere bedradingen bleek deze geïntegreerde versterker wel een beetje oscillatiegevoelig. Luchtspoel L1 (6 windingen 1 mm CuL, binnendiameter 10 mm) biedt een redelijke remedie hiertegen, nog beter is om in elke luidspreker-

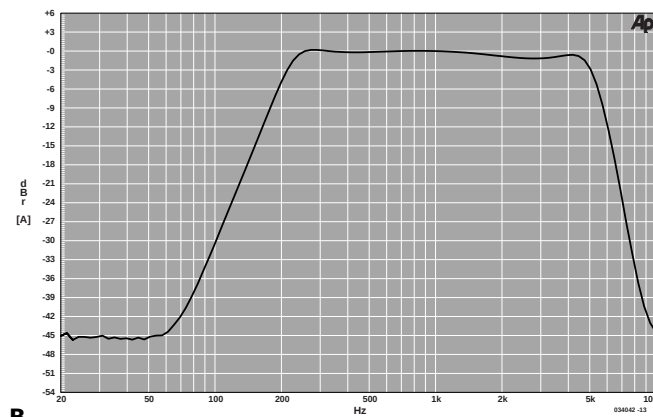
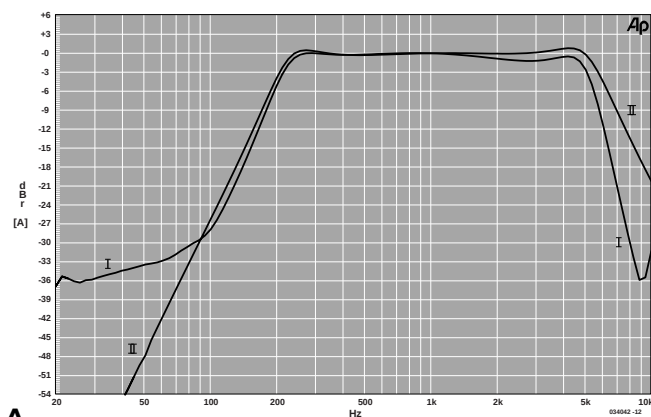
leiding zo'n spoel op te nemen.

Er bestaat overigens ook een TDA7052A. Deze beschikt over een interne DC-gestuurde volumeregeling die via een spanning op pen 4 (hier niet aangesloten) ingesteld wordt. Hoewel we het niet daadwerkelijk getest hebben, kan deze pen waarschijnlijk gewoon open gelaten worden en kan men het A-type dus ook zonder meer gebruiken.

De hier getekende connector K1 komt overeen met connector K1 in de 'FM-afstandsbediening-ontvanger'. Naast signaalsterkte-uitgang RSSI wordt ook nog gebruik gemaakt van het gedemoduleerde LF-signaal (uitgang AF).

Dat de zender- en ontvangermodules van de afstandsbediening eigenlijk niet bedoeld zijn voor audio, wordt duidelijk als de vervorming die door het traject van zender en ontvanger ontstaat gemeten wordt. Deze bleek namelijk zo'n kleine 3% te bedragen. De spraakkwaliteit is echter goed, mede doordat er stevig gefilterd wordt in deze schakeling. Rond IC1b is een 3de-orde hoogdoorlaatfilter geconstrueerd met een kantelpunt net iets boven de 200 Hz en rond IC1c een vergelijkbaar laagdoorlaatfilter met een kantelpunt op ongeveer 5,5 kHz. Bij beide filters gaat het om Chebyshev-typen met een rimpel van slechts 1 dB. In **figuur A** zijn twee curven te zien: I is gemeten via zender-ontvanger-versterker, II is alleen de versterker. Door de filters wordt ook de door de transmissieweg opgelopen ruis gereduceerd.

Voor de aardigheid hebben we ook een paar metingen verricht met oudere generatie zender/ontvangermodules (voor de zender type TX2-433-40-5V en voor de ontvanger RX2-433-14-5V,



beide van Radiometrix). Bij optimale modulatie (1,2 V bij de zendermodule, 4,5 V voeding, compressor op vaste versterking ingesteld) registreerden we een vervorming van slechts 0,4%; nogal een verschil dus! En bij een vergelijkende meting als figuur A-I bleek de ruisbodem bij de lage frequenties voorts te zijn opgeschoven van -36 dB naar -45 dB (figuur B). Nadeel is echter dat deze modules alleen over een carrier-detect-uitgang beschikken en er iets bedacht moet worden om er een 'signaalsterkte-uitgang' van te maken.

Het stroomverbruik van de hier beschreven schakeling bedraagt bij volle uitsturing aan $8\ \Omega$ maximaal ca. 0,22 A. Het versterkertje is dan in staat 400 mW aan $8\ \Omega$ te leveren. De

'FM-afstandsbediening-ontvanger' kan zo'n grote stroom niet leveren, reden waarom jumper JP1 de keuze biedt tussen interne en externe voeding. De voedingsspanning voor de filters en de comparators kan eventueel wel gewoon via K1 van de ontvanger worden betrokken, maar als gebruik wordt gemaakt van een externe 5-V-bron ligt het natuurlijk voor de hand om daarmee de hele schakeling te voeden..

Zonder uitsturing bedraagt het stroomverbruik in rust ongeveer 33 mA. Is er geen of te weinig signaal, dan is het stroomverbruik in mute-toestand beperkt tot slechts 4,5 mA.

(034042)

LCD-module in 4-bit-mode

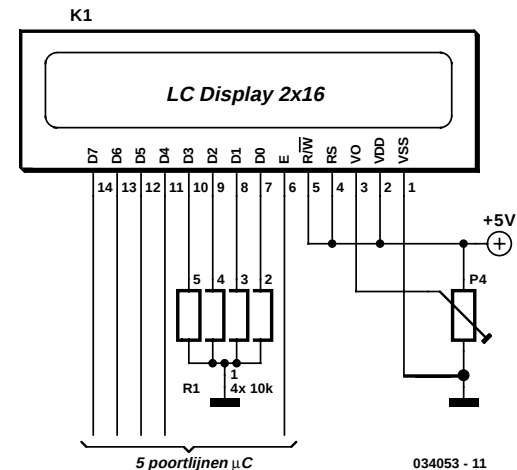
095

In veel projecten worden alfanumerieke LC-displays gebruikt die intern bestuurd worden door de HD44780-controller van Hitachi. Deze displays kunnen zowel in 4- als in 8-bit-mode aangestuurd worden. In het eerste geval wordt alleen het hoogste nibble (D4...D7) van de databus van het display gebruikt. De vier niet gebruikte aansluitingen verdienen dan toch wat aandacht. De datalijnen kunnen namelijk als input en als output dienen voor het display. Zoals bekend is een open uitgang geen punt, maar een loshangende hoogohmige ingang kan voor de nodige problemen zorgen. Wat doe je met de vier ongebruikte datalijnen als het display in 4-bit-mode wordt aangestuurd?

Deze vraag rees toen een schema ingediend werd waarbij D0...D3 rechtstreeks aan GND lagen (had ook aan +5 V kunnen zijn), om het probleem van open ingangen op te lossen. De LCD-module werd direct aangestuurd door een microcontroller, op een ontwikkelbord dat bedoeld was om allerlei programma's en I/O te testen. Er was wel een schakelaar aanwezig om de enable van het display uit te schakelen als het display niet wordt gebruikt, maar dat kan bij een experiment wel eens vergeten worden. Als de $R/\bar{W}$ van het display vast aan GND ligt (alleen data van microcontroller naar display en niet omgekeerd), mogen de resterende lijnen ongestraft aan de voeding worden gelegd (+ of GND), maar in deze toepassing werd deze controlelijn ook bediend door de microcontroller.

Wanneer het display op de juiste wijze wordt geïnitieerd, zal er waarschijnlijk weinig mis gaan. De datasheet van de HD44780 maakt echter niet duidelijk wat er tijdens initialisatie gebeurt met het laagste nibble.

Na een power-on-reset van het display staat het altijd in 8-bit-



mode. Een eenvoudig experiment (zie bijgaand schema) laat zien dat we het zekere voor het onzekere moeten nemen en de vier laagste datalijnen beter een pulldown-weerstand naar GND kunnen geven. In dit schema staan de datalijnen van het display als output geschakeld ($R/\bar{W}$ is hoog) en de enable wordt getoggled (wat best kan gebeuren, ook al is het helemaal niet de bedoeling om met het display te communiceren). N.B: in de praktijk zal ook RS door een poortlijn geschakeld worden; in het desbetreffende schema $R/\bar{W}$ ook. Alle datalijnen worden dan hoog en het is maar de vraag of (en zo ja: hoe lang) het display vier kortgesloten datalijnen zou overleven. Moraal: D0 t/m D3 in de 4-bit-mode altijd via weerstanden aan massa of plus leggen.

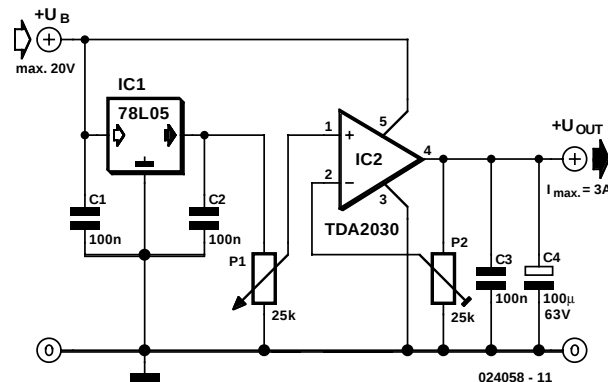
Instelbare 3-A-stabilisator

096

G.Baars

Door een gangbare 78L05 te combineren met een geïntegreerde audioversterker van het type TDA2030, kan op simpele wijze een goed werkende instelbare spanningsstabilisator worden geconstrueerd, die uitgangsspanningen kan leveren tot 20 V en een maximale stroom van 3 A. Aangezien de TDA2030 van huis uit is voorzien van een degelijke thermische en kortsluitbeveiliging, is deze regelbare stabilisator ook nog eens heel robuust te noemen.

Zoals het schema illustreert, wordt de opzet van de schakeling gekenmerkt door een nauwelijks te overtreffen eenvoud. Behalve de beide IC's telt de stabilisator in feite alleen maar twee potmeters en een paar condensatoren. De afregeling gebeurt door regelaar P1 eerst op maximum in te stellen (loper aan de kant van de 78L05) en vervolgens instelpotmeter P2 te verdraaien tot de gewenste maximale uitgangsspanning is bereikt. Daarna is met P1 een continue regeling mogelijk tussen dit maximum en bijna nul volt.



Bij relatief kleine uitgangsströmen zijn er wat de koeling betreft geen bijzondere maatregelen nodig. Maar bij stromen boven 1 A en indien het verschil tussen in- en uitgangsspanning behoorlijk groot is, krijgt het versterker-IC zoveel te disiperen dat een klein koellichaam op zijn plaats is.

RS232-spanningsregelaar

097

Markus Müller

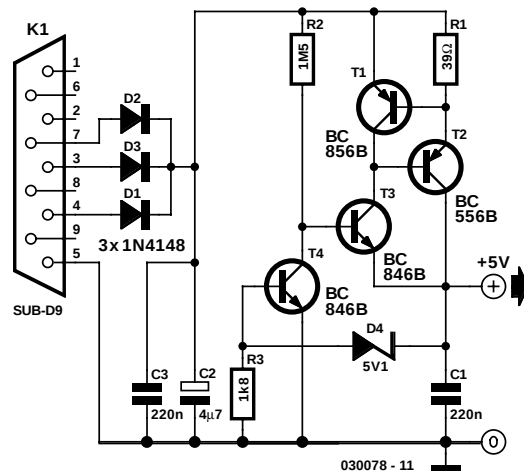
Er zijn veel kleine applicaties die iedereen het liefst zonder externe voeding rechtstreeks uit de seriële interface van stroom zou willen voorzien. De aldaar beschikbare positieve spanning kan echter tussen 5 en 15 V liggen, terwijl de meeste IC's 5 V nodig hebben. Een gewone stabilisator biedt geen oplossing omdat er een stroom van slechts enkele mA's (varieert per PC) ter beschikking staat; de meeste gangbare spanningsregelaars verbruiken zelf al zo veel stroom dat er dan nog nauwelijks iets voor de applicatie in kwestie over blijft.

Bijgaande schakeling illustreert dat slechts vier transistoren volstaan om een spanningsregelaar met stroombegrenzing te maken, waarmee uit de RS232-interface meer stroom getrokken kan worden zonder deze te beschadigen. De schakeling is ontworpen voor een uitgangsspanning van 5 V, een ingangsspanning van minimaal 8 V en een kortsluitstroom van 19 mA. Het eigen verbruik bedraagt niet meer dan 0,2 mA.

Hoewel het geheel op het eerste oog zeer simpel van opzet is, kwam er toch het nodige rekenwerk bij kijken. De versterkingsfactor van de gebruikte transistoren is bijvoorbeeld heel belangrijk. Er zijn uitsluitend B-typen toegepast, met een versterkingsfactor van ongeveer 200...280.

Via de dioden D1...D3 wordt de positieve spanning uit de seriële interface betrokken. Weerstand R1 en transistor T1 zorgen voor de benodigde stroombegrenzing: zodra over R1 een spanning van 0,7 V valt, gaat T1 geleiden, zodat regeltransistor T2 zonder basisstroom komt te zitten.

De uitgangsspanning van 5 V wordt met zenerdiode D4 ingesteld. Echt heel nauwkeurig gebeurt dit niet, dus men dient op te passen met applicaties die echt exact 5 V vereisen. Wanneer men de spanningsval over T4 meerekent, bedraagt de



spanning ongeveer 5,8 V. Maar aangezien de zenerstroom door T3 tamelijk krap wordt begrensd, zal de spanning in de praktijk eerder 4,9 V zijn.

R2 en T2 vormen de eigenlijke regellus. De grote waarde van R2 (1,5 M Ω) is belangrijk omdat die als enige zorg draagt voor een begrenzing van de maximale stroom door T2. Van de uitgang willen we graag 19 mA afnemen. Door de basis van T2 dient dus exact 1/220 (versterkingsfactor) van 19 mA te lopen en door de basis van T3 weer 1/220 van dié stroom. Bij een ingangsspanning van 9 V valt over R2 een spanning van 3,3 V en loopt er een stroom van 2,2 μ A door de weerstand. Transistor T3 versterkt deze stroom met een factor 220 tot 0,5 mA en deze waarde geldt tevens als minimale belastingsstroom.

(030078)

Wissels na elkaar

098

Franz Pascher

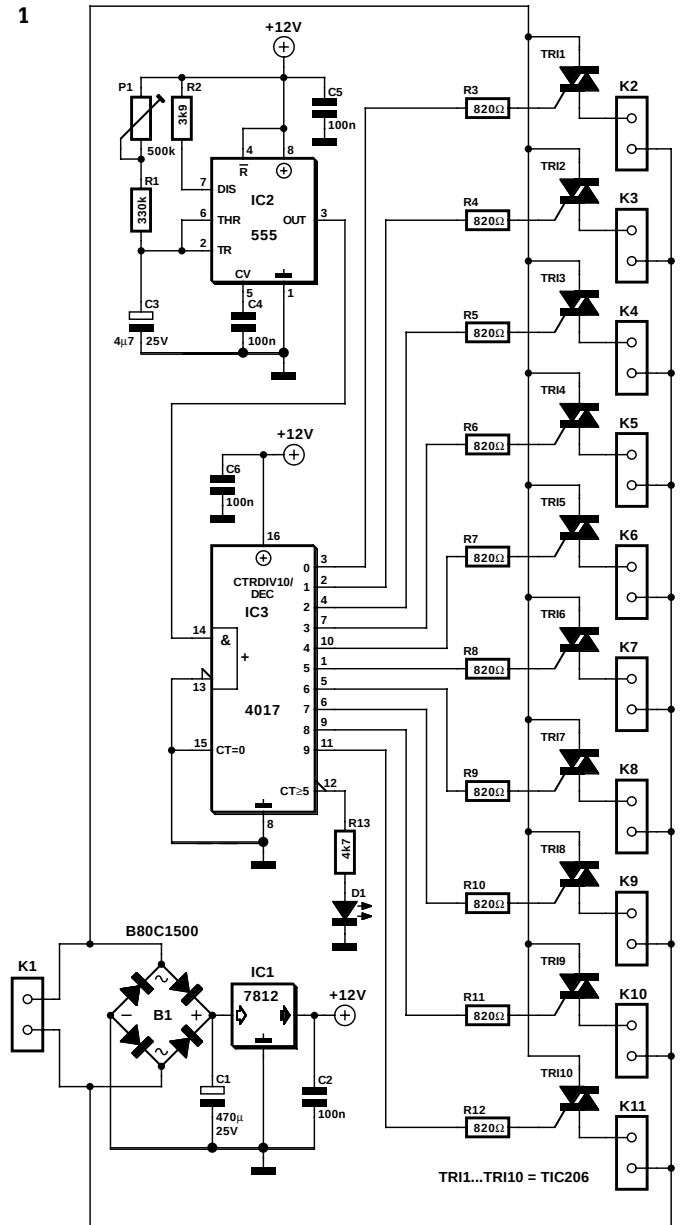
Bij grote modelbanen komt vaak het volgende probleem om de hoek kijken: door de rijweginstelling en besturingselektronica is het weliswaar gelukt om meerdere wissels van een traject gelijktijdig te bedienen, maar nu is de wisseltrafo overbelast! Meer vermogen is de oplossing niet; overschakelen op gelijkstroom of ondersteuning door condensatoren vormt al evenmin een remedie. Wisselmagneten zijn nu eenmaal voor wisselstroom bedoeld en worden vaak in hun eindstand 'getrild' (waarna ze uitschakelen). Bij gelijkstroom branden ze domweg door wanneer ze de eindstand niet bereiken.

De oplossing voor het probleem: De besturingselektronica bekrachtigt voor alle wissels gelijktijdig de wisselstroompool, maar de andere polen worden na elkaar geschakeld. **Figuur 1** illustreert het principe. De elektronica van het blok 'wissels na elkaar' bestaat uit een astabiele multivibrator in de vorm van een 555, die op zijn beurt een tienteller stuurt waarvan de uitgangen een stel triacs activeren.

De decimale uitgangen van de 4017 (IC3) worden bij deze opzet dus beurtelings ingeschakeld, zodat er steeds maar bij één wissel stroom loopt. Voor die ene wissel staat dan echter wel het volle vermogen van de wisseltrafo ter beschikking. De tijdconstante van de multivibrator (IC2) kan met P1 zo worden ingesteld dat de wissel genoeg tijd krijgt zijn eindstand te bereiken. Dat verschilt ietwat per type, maar 1 à 1,5 seconde is doorgaans voldoende. Wissels die blijven hangen, melden zich met een ondubbelzinnig gebrom dat aangeeft dat er corrigerend moet worden opgetreden.

Met deze schakeling kunnen tien wissels 'gelijktijdig na elkaar' worden geschakeld. De elfde uitgang (carry out) kan eventueel van een LED met voorschakelweerstand worden voorzien, om aan te geven dat de schakeling in bedrijf is.

De elektronica vraagt slechts enkele mA's, zodat de voeding zonder probleem uit de wisseltrafo kan geschieden. De 15-V-wisselspanning wordt door B1 en C1 gelijkgericht en met behulp van IC1 op 12 V gestabiliseerd.



(020300)

020300 - 11

Elektronische telefoonbel

099

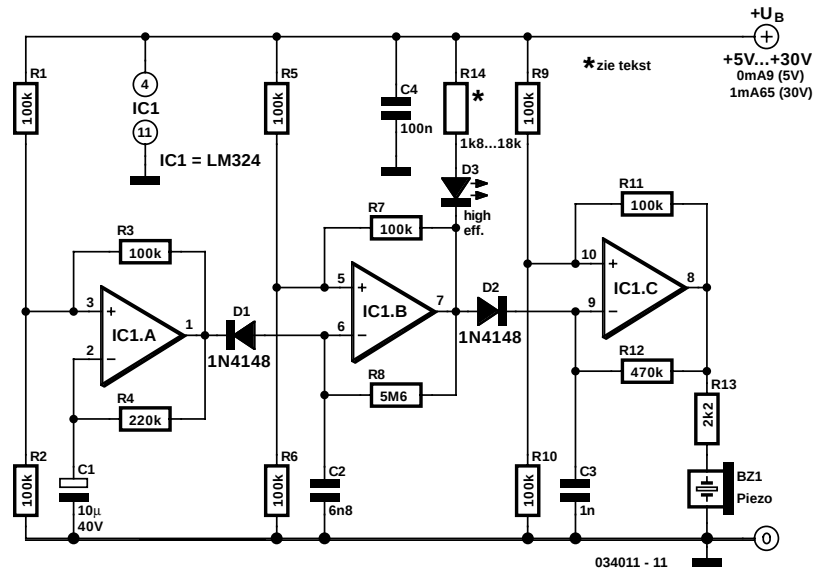
Ludwig Libertin

Deze schakeling produceert een belsignaal dat lijkt op dat van de nieuwste typen telefoons. Het geheel bestaat uit drie nagenoeg identieke oscillatoren die achter elkaar geschakeld zijn en een bloksignaal genereren. De frequentie van de oscillatoren is afhankelijk van respectievelijk de RC-netwerken R4/C1, R8/C2 en R12/C3. Bij elk van de drie oscillatoren wordt de (asymmetrische) voedingsspanning gedeeld met behulp van twee 100-k-weerstanden, zodat in combinatie met de 100-k-weerstanden in de meekoppeling (R3, R7 en R11), een spanning van 1/3 of 2/3 van de voedingsspanning staat op de niet-inverterende ingang. De (driehoekvormige) spanning over de condensator beweegt zich dus ook binnen dit bereik.

De eerste oscillator is afgestemd op een frequentie van ongeveer 1/3 Hz. Alleen wanneer de uitgang daarvan 'hoog' is en D1 dus spert, kan de tweede oscillator werken. De frequentie van die tweede ligt rond 13 Hz; de optionele LED D3 knippert in dit ritme. Op het moment dat de uitgang van A2 'laag' is, wordt de derde oscillator vrijgegeven die de eigenlijke beltoon van ongeveer 1 kHz opwekt. De tweede oscillator is striktge-

nomen niet echt noodzakelijk, want deze moduleert de 1-kHz-toon slechts een beetje.

De piëzo-zoemer zorgt voor de omzetting van elektrisch naar akoestisch signaal. De stroomopname van de schakeling ligt bij een voedingsspanning van 5 V net iets onder 1 mA. Bij 15-V-voedingsspanning stijgt de stroom tot ca. 1,65 V.



LED-knipperaar

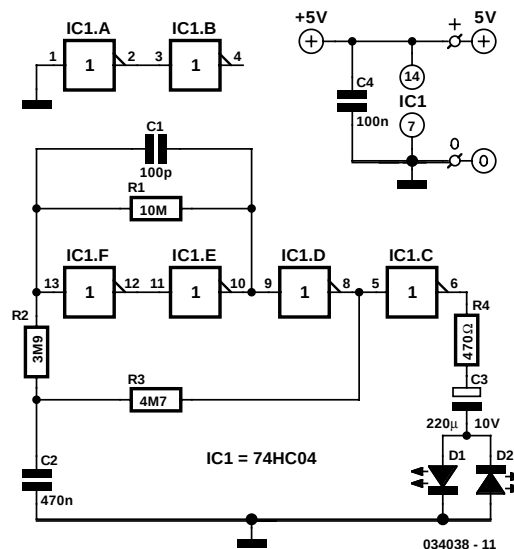
100

Het idee achter deze zuinige LED-knipperindicatie is eenvoudig: maak een zeer laagfrequente oscillator en stuur daarmee twee LED's aan. Zoals te zien in het schema, zijn de LED's hier antiparallel geschakeld. Door een grote condensator (C3) met D1 en D2 in serie te schakelen loopt er bij elke niveauverandering slechts korte tijd een stroom. Bij het opladen van C3 licht D1 op en bij het ontladen D2.

De stroom door de LED's wordt met R4 begrensd. De stroompiek bij het eerste inschakelen wordt alleen door R4 bepaald en is voor een rode LED net iets meer dan 7 mA: $(5-1,6)/470 = 7,2$ mA. Deze waarde is gekozen omdat dit voor bepaalde typen low-current-LED's de maximale stroom is. Als de schakeling in werking is, bepaalt het omladen van C1 de maximum stroom. De elco blijft minimaal tot de LED-spanning geladen, waardoor de stroompulsen kleiner zijn dan de eerste laadpuls: $(5-2 \times 1,6)/470 = 3,8$ mA piek.

Als men aan één LED voldoende heeft, kan ofwel D1 of D2 zonder enig bezwaar door een Schottky-diode vervangen worden; de puls voor de resterende LED wordt dan iets groter. Toepassing van twee LED's biedt echter het voordeel dat ook de ontladestroom van C3 gebruikt wordt voor de indicatie, hetgeen de schakeling wat efficiënter maakt.

De oscillator kan natuurlijk ook door een ander type vervangen worden, zoals bijvoorbeeld de klassieke Schmitt-trigger-inverter-versie met een 74HC14 en een RC-netwerk. De hier toegepaste uitvoering biedt echter het voordeel van een betere stabiliteit. C1 bespoedigt het omklappen van IC1f. De weerstanden zijn zo hoog mogelijk gekozen, zodat aanpassen van de knipperfrequentie het beste kan gebeuren door de waarde



van C2 te veranderen. De periodetijd is met de huidige dimensionering ongeveer 6 seconden en daardoor knippert er dus elke 3 seconden een LED.

Het stroomverbruik wordt hoofdzakelijk door IC1f bepaald, omdat deze bijna als een lineaire versterker werkt. In totaal gebruikt de schakeling niet meer dan ongeveer 1,3 mA. Gebruik voor de LED's bij voorkeur rode 'low-current'- of 'high-efficiency'-typen. Dan zijn de stroompulsen iets groter en het rendement van rode LED's is altijd nog een stukje beter dan dat van groene of gele.

Zwevende 9-V-voeding voor DVM-modules

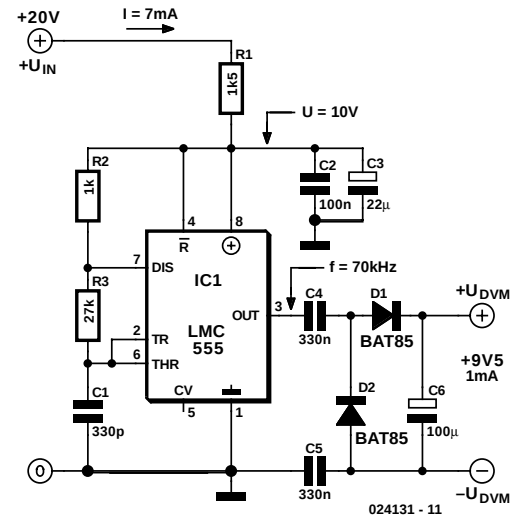
101

D. Ponting

De meeste commerciële digitale voltmeter-modules met LCD-scherm (DVM) hebben een 9-V-voeding nodig en zijn gebaseerd op een ICL7106 of vergelijkbaar A/D-converter-IC. Deze modules zijn vaak te vinden in lab-netvoedingen en andere test- en meetapparatuur, waar een kant-en-klare oplossing nodig is om een spanning te meten.

In het bijzonder in voedingen moet de LCD-module 'zweven' ten opzichte van de te meten voedingsspanning zelf. Een aparte 9-V-voeding is dan dus onvermijdelijk. Soms kan een batterij worden gebruikt, maar daar zitten natuurlijk nadelen aan. Deze schakeling biedt als alternatief een 9-V-converter die gevoed wordt door de netvoeding en toch zweeft. De schakeling is opgebouwd rond de vermaarde TLC555 (LMC555 of 7555). Dit timer-IC werkt hier als astabiele multivibrator die een 70-kHz-blokgolf produceert. Dit bloksignaal wordt aan een eenvoudige gelijkrichter toegevoerd. De condensatoren C4 en C5 zorgen voor de noodzakelijke elektrische isolatie tussen de netvoeding en de LCD-module.

De oude, bipolaire NE555 moet hier niet gebruikt worden, omdat deze een te grote belasting vormt voor de voedingspanning van de converter zelf. Afhankelijk van het exacte



type en merk van de toegepaste CMOS 555 dient weerstand $R1$ zó aangepast worden dat de spanning tussen pen 8 en 4 van het IC ongeveer 10 V bedraagt. Bij een uitgangsspanning van 9.5 V bedraagt de maximale uitgangsstroom van de converter ongeveer 1 mA.

DC-sturing voor triac's

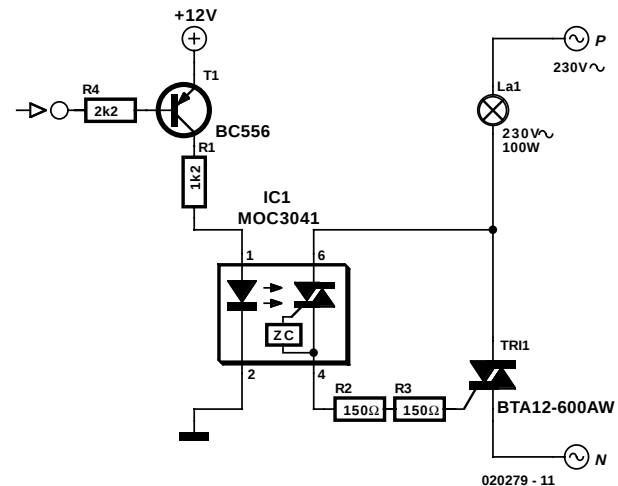
102

Ludwig Libertin

Als door een schakeling de netspanning moet worden geschakeld, is daarvoor een relais prima geschikt, tenminste als de schakeltijden relatief lang zijn en een vrij hoge stroom moet worden geschakeld. Bij lage stromen en - belangrijker nog - korte schakeltijden zoals bijvoorbeeld bij een lichtorgel, is een relais niet meer bruikbaar. Het direct aansturen van een triac door een transistor is door het ontbreken van een galvanische isolatie vaak niet mogelijk. Met de hier gebruikte opto-coupler MOC3041, die speciaal voor dit doel is ontworpen, kan een vermogenstriac worden gestuurd. De stuurschakeling op deze wijze galvanisch gescheiden van de netspanning.

Het inwendige van de opto-coupler is in werkelijkheid ingewikkelder dan uit het schakelsymbool blijkt. Een speciale schakeling in de opto-coupler zorgt er voor dat de aangesloten triac daadwerkelijk tijdens de nuldoorgang van de wisselspanning wordt getriggerd (zero crossing detector). Dat heeft als voordeel boven een fase-aansturing dat er vrijwel geen storing ontstaat. Daarom zijn hier ook geen speciale maatregelen zoals ontstoringssmoorspoelen en -condensatoren nodig. Als de opto-coupler wordt gestuurd met heel korte impulsen, dan moet de basis van transistor T1 via een condensator van 220 nF met diens emitter worden verbonden. Hierdoor worden de impulsen altijd tot voorbij de nuldoorgang verlengd en zal de triac ook dan betrouwbaar ontsteken.

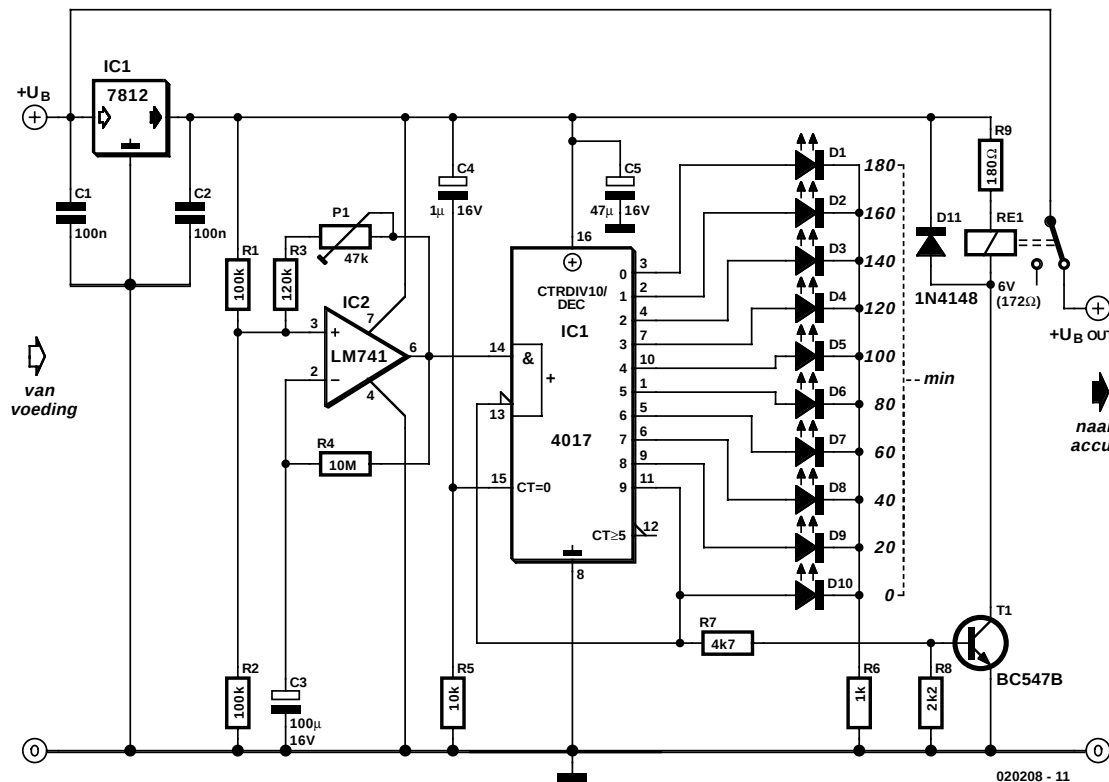
Als achtervoegsel moet de triac de letters 'AW' hebben. Dit



type is minder kwetsbaar, maar heeft wel hogere dv/dt - en di/dt -waarden. Als voor de gate-weerstand geen type beschikbaar is dat geschikt is voor de netspanning, moeten twee weerstanden in serie worden geschakeld. Ook bij de opto-coupler moet men oppassen. Om een klasse-II-isolatie te garanderen moeten de soldeerverbindingen tussen de in- en uitgangen op minstens 6 mm afstand van elkaar liggen. Vóór het solderen moeten de aansluitpootjes naar buiten worden gebogen.

Drie-uurs timer

103



Ludwig Libertin

Door fabrikanten van goedkope accu-boormachines wordt vaak een accu-laadtijd van drie uur opgegeven. Na afloop van de laadtijd moeten de accu's uit de lader worden genomen. Als dat wordt vergeten, kunnen de accu's worden beschadigd. Met deze schakeling, die tussen het laadapparaat en de accuhouder wordt opgenomen, is daar geen kans meer op. Door relaiscontact Re1 wordt na afloop van de periode van drie uur de laadstroom onderbroken. Door 10 LED's wordt de resterende laadtijd in intervallen van 20 minuten aangegeven. Bij het inschakelen van de voedingsspanning wordt de timer gereset en kan hij opnieuw worden gebruikt.

Als de voedingsspanning opkomt, wordt IC3 door C4/R5 gereset. Na het verstrijken van de laadtijd wordt Q9 (pin 11) hoog,

het relais komt op en de laadstroom wordt verbroken. Omdat Q9 is verbonden met $\overline{EN}$ (Enable) blijft deze toestand bestaan. Met P1 is de laadtijd (ongeveer) instelbaar van 2:15 tot 4:30 uur. In het apparaat van de auteur werd P1 ingesteld op 30 k Ω , waarmee een laadtijd van 3:07 uur werd verkregen. Hoe groter de weerstand van P1, des te korter wordt de laadtijd. Hoewel de schakeling geen precisie-timer is, is de nauwkeurigheid ruimschoots voldoende voor dit doel.

Bij de afregeling van de laadtijd moet er rekening mee worden gehouden dat de eerste kloppuls na inschakeling (Q0 naar Q1) langer duurt dan de volgende kloppulsen. Dat komt omdat elco C3 eerst tot ongeveer de halve voedingsspanning moet worden opgeladen.

Vervanger voor standaard-LCD's 4

Veel schakelingen in Elektuur zijn voorzien van een LC-display. Meestal gaat het hier om een display dat alleen bedoeld is om tekst weer te geven. Deze typen zijn een stuk goedkoper dan LCD's die complete grafische plaatjes kunnen produceren.

De leesbaarheid van de meeste LC-displays is bij een normale verlichting en een juiste instelling van het contrast zonder meer goed. Dat verandert helaas zodra er minder omgevingslicht aanwezig is. Sommige LCD's zijn voorzien van een zogenaamd backlight. Dit is een lichtbron die zich achter het eigenlijke scherm bevindt. Het hele scherm licht dan op, behalve die plaatsen waar een beeldpunt zichtbaar gemaakt wordt. Deze plaatsen zijn dan donker.

De weergave kan worden verbeterd als de letters zelf oplichten en de rest van het display donker blijft. Dit zou softwarematig gerealiseerd kunnen worden, maar door het toegepaste productieproces kunnen niet alle delen van het scherm zwart gemaakt worden. Displays die deze problemen niet kennen, zijn de zogenaamde VFD-typen. Deze laten beeldpunten oplichten, in plaats van deze zwart te maken. Een nadeel van dit soort displays is echter dat er een hoge spanning nodig is om de beeldpunten te doen oplichten.

Gelukkig heeft de Japanse firma Noritake recentelijk een serie

VFD-modules (CU-serie) op de markt gebracht, die compatibel zijn met standaard LC-displays. Zo is er voorzien in een converter die zelf de benodigde hoge spanning voor het oplichten van de beeldpunten genereert. Verder is de programmer-interface plus connector precies hetzelfde als bij standaard LCD-modules. Dit betekent dat in ieder project waar een standaard LCD in wordt gebruikt, dit display vervangen kan worden door een VFD uit de CU-serie van deze fabrikant. Wel moet u er rekening mee houden dat deze modules meer stroom nodig hebben dan een standaard LCD. Dit spreekt natuurlijk voor zich, aangezien de modules zelf licht opwekken. Voor een standaard display van 16x2 karakters bedraagt de maximaal benodigde stroom ca. 150 mA, terwijl dit voor een 4x40-type kan oplopen tot maximaal 550 mA!

Wie geïnteresseerd is in deze nieuwe displays, kan eens een kijkje nemen op de website van de fabrikant:

<http://www.noritake-itron.com>

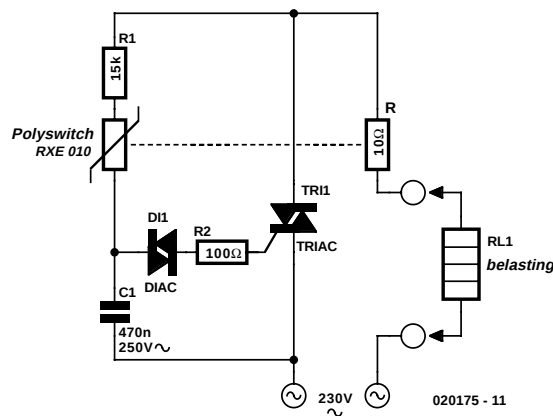
De verkrijgbaarheid zal nog even wat moeilijk zijn, maar u kunt uw elektronikahandelaar in elk geval eens vragen. Noritake heeft in Europa een kantoor in Engeland en Duitsland.

Super Polyswitch

Jean-Marc Brassart

De elektronische zekeringen van Raychem (of Bourns) kunnen slechts bij lage spanningen gebruikt worden. Voor de kleine maten is dat 60 V en 30 V bij stromen groter dan 7 A. Deze elementen zouden over een wel heel goed geleidingsvermogen moeten beschikken om onder 230 V de nominale stroom te kunnen verbreken. Daarentegen kan een Polyswitch heel goed hoge spanningen op zijn aansluitingen verdragen, als we er in slagen de stroom tot een lage waarde te beperken.

In het schema is te zien hoe we van deze niet zo bekende eigenschap gebruik maken voor de creatie van een 'super' Polyswitch die rechtstreeks met de netspanning is verbonden. De Polyswitch wordt bijgestaan door een triac, terwijl de stroomsensor bestaat uit een weerstand van 10 Ω . Zoals elke weerstand zal ook deze behoorlijk warm worden als de maximale dissipatie bereikt wordt. Een RXE010 Polyswitch wordt thermisch gekoppeld aan de weerstand. De twee componenten worden tegen elkaar geklemd met ertussen wat warmtegeleidende pasta. De Polyswitch die nu de temperatuur van de weerstand aanneemt, wordt in de buurt van de 120 °C hoogohmig, waardoor de triac stopt met geleiden en de stroom door de belasting onderbroken wordt. Door de Polyswitch blijft echter een stroom lopen die bepaald wordt door de weerstand van 15 k Ω en de condensator van 0,47 μ F. Deze stroom is voldoende om de Polyswitch in de hoogohmige toestand te houden. Onder deze omstandigheden staat er 200 V over de Polyswitch, terwijl er ongeveer 300 mW gedissipeerd wordt om samen met de weerstand de gewenste temperatuur aan te blijven houden. Met de in het schema aangegeven waarden geleidt de Poly-



switch bij 100 W en verbreekt bij 125 W. Door de waarde van R te veranderen kunnen we het vermogen instellen waarbij afgeschakeld wordt. Gebruik echter alleen weerstanden van $\frac{1}{4}$ W (in het uiterste geval $\frac{1}{2}$ W).

Enkele technische eigenschappen: De elektronische zekering RXE010 zoals hier is gebruikt, heeft een typische koudweerstand van 4,5 Ω , een nominale stroom van 100 mA en deze klappt gegarandeerd om naar de hoogohmige toestand bij verwarming door een stroom van maximaal 200 mA. Als de zekering eenmaal omgeklapt is, zorgt de reststroom ervoor dat deze toestand gehandhaafd blijft. Afhankelijk van de aangesloten belasting kan de weerstand variëren van enkele kilo-ohms tot meerdere mega-ohms.

De datasheet van de RXE010 is te vinden op de site van Raychem: <http://www.raychem.com/>

Backup-schakelaar met LDO-regeling

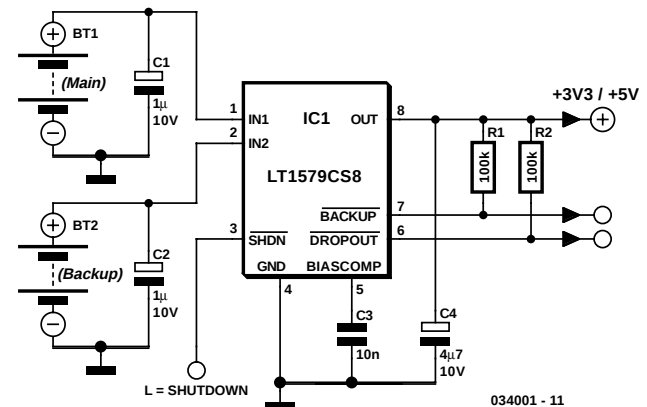
106

Gregor Kleine

De LT1579 van Linear Technology (www.linear-tech.com) is een praktische backup-schakelaar met geïntegreerde low-dropout-regelaar. In tegenstelling tot andere schakelingen zijn hier geen aparte schakeldiodes meer nodig. De schakeling is in twee uitvoeringen verkrijgbaar: een 3,3-V-versie, de LT1579CS8-3.3, en een 5-V-versie, de LT1579CS8-5. Beide zijn verpakt in een SO8-SMD-behuizing. Daarnaast is er nog een versie die instelbaar is en modellen in een SO16-behuizing. Laatstgenoemde hebben meer pennen en dus ook meer besturings- en meetaansluitingen.

De hoofdvoeding (netvoeding, accu of batterij) wordt op IN1 aangesloten. De spanning hiervan moet 0,4 V hoger zijn dan de gewenste uitgangsspanning. De backup-voeding wordt op IN2 aangesloten. De geregelde uitgang OUT kan wel 300 mA stroom leveren.

Het IC heeft in de LDO-regelaar zowel voor de hoofdvoeding op IN1 als voor backup-aansluiting IN2 een aparte regeltransistor. Tot overschakelen op de alternatieve backup-voeding wordt besloten als het IC in de gaten heeft dat de hoofdspaaning onvoldoende is om de uitgangsspanning op de gewenste waarde te houden. Dan wordt onmerkbaar overgeschakeld naar de backup-ingang. Signaaluitgang $\overline{\text{BACKUP}}$ (open drain)



wordt dan laag. Als beide voedingen niet meer in staat zijn om de uitgangsspanning op het gewenste niveau te houden, dan geeft uitgang $\overline{\text{DROPOUT}}$ dat met een laag niveau aan.

De LT1579 verdraagt een ingangsspanning tot +20 V. Uitgang OUT van de regelaar is kortsluitvast. Een shutdown-ingang maakt het mogelijk om uitgang OUT af te schakelen. Heeft men dat niet nodig, dan wordt die ingang gewoon niet aangesloten.

Boolean Expression Parser

107

R. Sridhar

Het hier beschreven programma levert als resultaat de vereenvoudiging (reduced of parsed expression) van een opgegeven Booleaanse vergelijking (Boolean expression) of de mintermen hiervan.

Als u wel eens een redelijk complexe digitale schakeling heeft ontworpen, weet u dat die onoverzichtelijke brij van poortjes en inverters opeens helder wordt als het circuit met Booleaanse vergelijkingen wordt beschreven. Vaak kom je er dan ook achter dat er vereenvoudigingen mogelijk zijn, waarmee uiteindelijk zelfs het aantal IC's gereduceerd kan worden! Dit programma is bovendien erg handig als er een logische schakeling ontworpen moet worden aan de hand van slechts een (grote) waarheidstabel die de functionaliteit beschrijft.

Het programma is gemaakt voor DOS. Dat betekent dus, dat het niet bepaald gebruiksvriendelijk is, maar... het is dan ook wel gratis!

De Booleaanse expressies kunnen op twee manieren ingevoerd worden. De ene is gewoon de vergelijking invoeren, de andere manier is het definiëren van de mintermen. De eerste manier is tamelijk simpel. Haakjes zijn niet toegestaan. Een geïnverteerd signaal wordt aangegeven met een apostrof (') er achter. $\overline{AB}$ wordt AB' bijvoorbeeld en $\overline{A\overline{B}}$ wordt ingevoerd als $A'B$. Het minteken (-) geeft het einde van de invoer aan.

Mintermen zijn handig als de Booleaanse vergelijking niet beschikbaar is, maar er wel een waarheidstabel is. Bij deze manier worden de posities in de waarheidstabel gemarkeerd, die een uitgang gebruiken als ze '1' worden. Hier wordt de

waarde -1 gebruikt, om het einde van de invoer aan te geven. Vervolgens zal het programma vragen hoeveel variabelen er gebruikt moeten worden.

Een voorbeeld ter verduidelijking. Onderstaande tabel is ingevoerd door achtereenvolgens te typen:

1[Enter]3[Enter]-1[Enter]

en met '3' te antwoorden op de vraag hoeveel variabelen te gebruiken (hier hebben we A, B en C nodig).

A	B	C	OUT
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

Als er een geldige vergelijking is ingevoerd, zal het programma een vereenvoudiging hiervan op het scherm weergeven.

Het programma en de broncode (geschreven in C++) zijn te vinden op de website van Elektuur: www.elektuur.nl. Het nummer is 020391-11, kijk bij juli/augustus 2003.

Antenne-aanpassing voor kortegolf-ontvangers

108

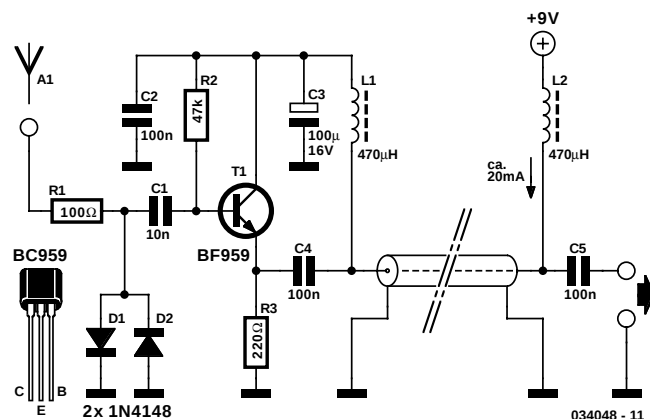
S. Delleman

De meeste kortegolfontvangers voor zendamateurs hebben een $50\ \Omega$ coax-aansluiting (gewoonlijk een SO239 plug). Zo'n ingang is niet erg geschikt voor het aansluiten van een lange-draadantenne; deze heeft namelijk een hoge impedantie. Dit probleem wordt gewoonlijk opgelost door een balun (balanced to unbalanced) trafo te gebruiken. Het doel van zo'n transformator is om de antenne-impedantie naar beneden te transformeren, van 'hoog' naar $50\ \Omega$. Je zou verwachten dat een balun dient als aanpassing van een gebalanceerde naar een ongebalanceerde situatie, maar dat is niet zo (een lange-draadantenne is nou juist een ongebalanceerd systeem). Helaas is zo'n balun soms moeilijk te verkrijgen of zelf te maken.

Onze schakeling is een getransistoriseerde versie (dus zonder spoelen) van de draadgewonden balun. Er wordt gebruik gemaakt van een geaarde-collector-schakeling, oftewel een emittervolger. Hiermee kunnen we een relatief hoge ingangsimpedantie (de lange-draadantenne) naar beneden transformeren tot $50\ \Omega$ (de ingangsimpedantie van de ontvanger). Spanningsversterking hebben we hier niet nodig.

De twee antiparallel geschakelde diodes aan de antenneingang zorgen voor bescherming tegen statische ladingen of zeer sterke signalen.

Net zoals bij een actieve antenne loopt de voeding (in dit geval



9 V) via dezelfde coaxkabel als het antennesignaal. Deze voedingsstroom is ongeveer 20 mA groot. De coaxkabel moet aan de kant van de ontvanger geaard worden.

De benodigde lengte van de antennedraad hangt af van de lokale omstandigheden en van wat men wil ontvangen. Voor de meeste kortegolf-omroepstations en amateurstations is een draad van 3 m lang genoeg, maar houd er wel rekening mee dat een langere antenne naast meer signaal ook meer elektrische storingen oppikt.

(034048)

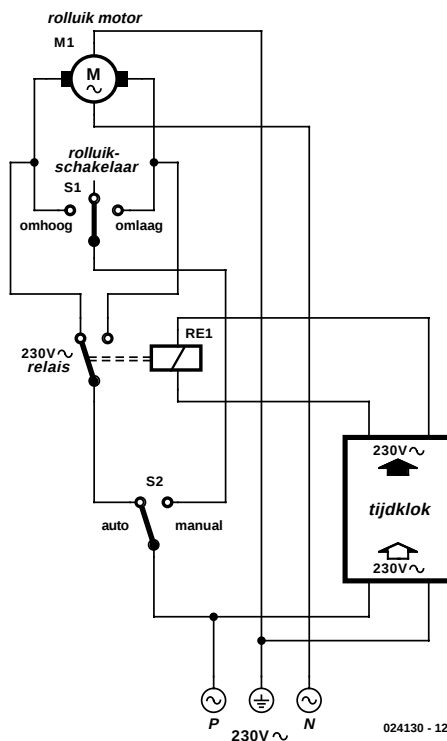
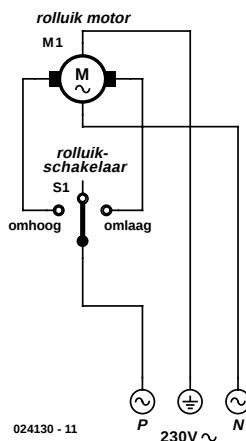
Rolluikbediening

109

Ton Knipa

Bij elektrisch bediende rolluiken hoort standaard een bedieningskastje met een drie-standenschakelaar: omhoog, omlaag en stop. Wil men het openen en sluiten automatiseren met behulp van een schakelklok, dan moeten er een paar extra draden worden aangesloten. Meestal is de bediening uitgevoerd zoals aangegeven in het schema bij 'Normale situatie'. Als dit zo is, kunt u bij 'Nieuwe situatie' zien hoe een en ander met een schakelklok geautomatiseerd kan worden. Om er achter te komen wat het inwendige schema van uw bedieningskastje is, bestaat maar één methode en dat is het kastje openschroeven en met behulp van de ohmmeter en pen en papier het schema na te gaan en op te tekenen. Denk er wel aan dat u eerst de netspanning uitschakelt!

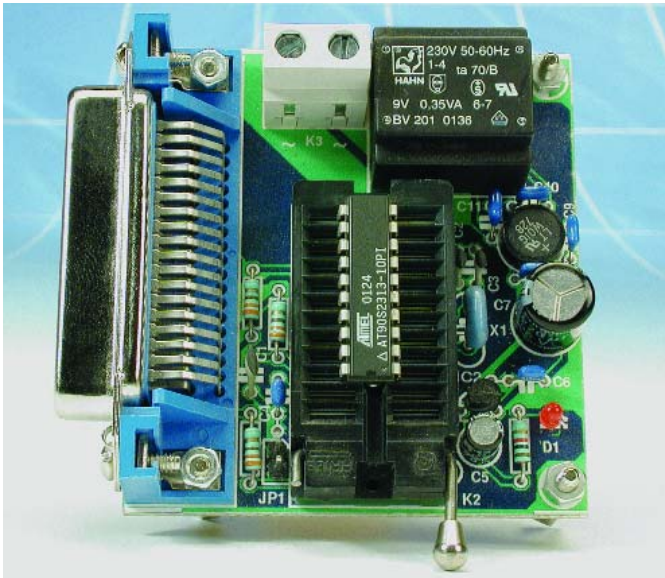
Op de tijdsklok wordt een 230-V-relais aangesloten (dus met zowel een spoel als contacten voor 230 V wisselspanning). Ook de omschakelaar tussen automatisch en handbediening moet een type zijn dat 230 VAC mag schakelen en geen gevaar voor de gebruiker oplevert. Het relais en de schakelaar moeten bij voorkeur worden ondergebracht in een kunststof netadapterbehuizing met aangegoten stekker, die op zijn beurt weer in de schakelklok wordt gestoken. Het is trouwens verstandig om vooraf even te controleren of dat laatste inderdaad past.



Door de hand/auto-schakelaar is de bediening absoluut fail-safe en zijn misverstanden uitgesloten. De schakelaar voorkomt dat er tegenstrijdige opdrachten (met fatale gevolgen) gegeven kunnen worden door bijvoorbeeld automatisch het rolluik omhoog te doen en met de hand omlaag.

AT90S2313-programmer

110



Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1...R3 = 330 Ω
R4 = 1 k

Condensatoren:

C1 = 100 p
C2, C3 = 33 p
C4, C6 = 100 n ker.
C5 = 10 μ /63 V radiaal
C7 = 220 μ /25 V radiaal
C8...C11 = 22 n ker.

Halfgeleiders:

B1 = B80C1500 rond
D1 = LED
IC1 = AT90S2313
IC2 = 78L05

Diversen:

JP1 = 2-polige pinheader + jumper
K1 = haakse female Centronics-connector, voor printmontage
K2 = 24-pens ZIF-socket (bijv. Farnell 178-235) of 20 pens IC-voet
K3 = 2-polige printkroonsteen, steek 7,5 mm
X1 = 4 MHz
TR1 = nettrafo sec. 9 V/0,35 VA (bijv. Hahn BV201 0136) (H.O.D.)
print EPS 034036-I (zie Service-pagina's)

In november 2002 hebben we een bijdrage gepubliceerd over het programmeren van AVR-microprocessoren met behulp van Bascom-AVR. In dit artikel en in de manual van deze BASIC-compiler wordt als een van de eenvoudigste manieren om de microprocessor te programmeren een schakeling van Sample Electronics beschreven, welke model heeft gestaan voor de hier beschreven, praktisch uitgewerkte versie. De parallele poort van de PC wordt daarbij direct met de 'SPI Serial Inter-

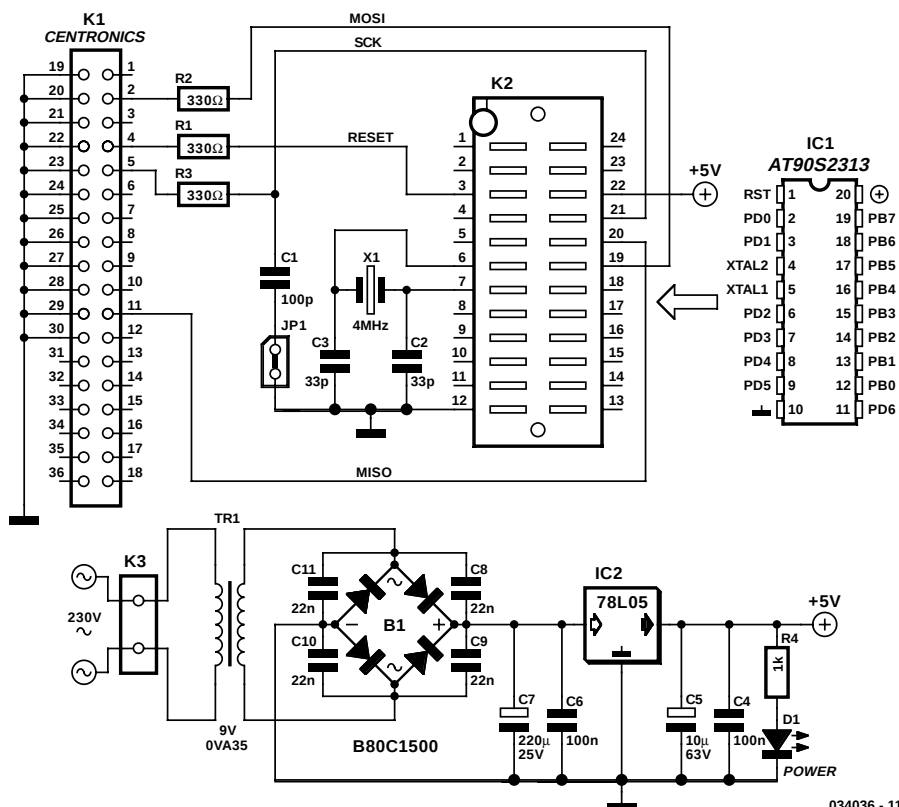
face for In-System Programming' doorverbonden (via weerstanden voor bescherming van de parallele poort). Deze seriële verbinding naar het interne flash-geheugen wordt actief als de reset (pen 1) laag is. De drie verbindingen van de SPI zijn SCK, MISO (uitgang) en MOSI (ingang), respectievelijk de pennen 19, 18 en 17 van de microcontroller. De condensator van 100 p (C1) is bedoeld om eventuele timing-problemen te verhelpen. Deze kan met behulp van jumper JP1 van de SCK-

lijn naar massa geschakeld worden.

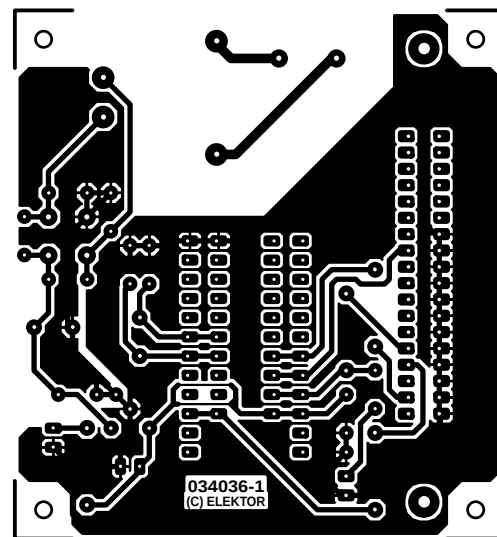
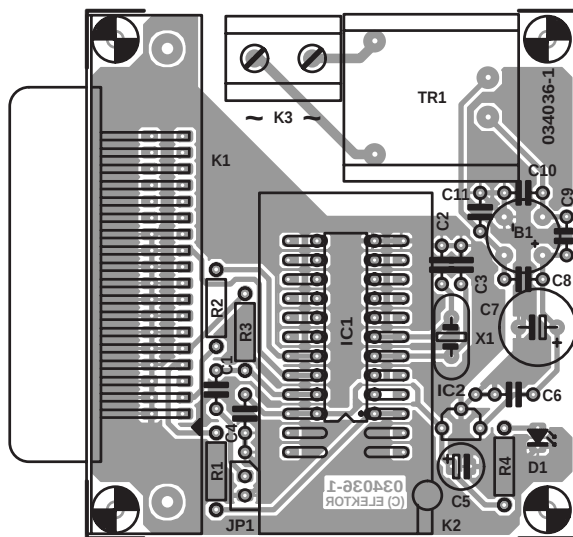
Bij onze tests bleek dit echter niet nodig.

Om het opbouwen en aansluiten van deze programmer zo gemakkelijk mogelijk te maken, is op de bijbehorende print een Centronics-connector geplaatst, zodat een standaard parallele printerkabel gebruikt kan worden om de schakeling met de PC door te verbinden. Indien men meerdere controllers wil programmeren, is het gebruik van een ZIF-socket (ZIF: zero insertion force) zeer aan te bevelen. Wie het goedkoper wil uitvoeren, kan ook een gewoon IC-voetje toepassen. De print is zo ontworpen dat slechts één van beide gemonteerd kan worden.

De schakeling is voorzien van een kleine 5-V-voeding, bestaande uit een minuscule 0,35-VA-trafo, brugcel en een 78L05-stabilisator (IC2). De condensatoren C4, C6 en C8...C11 onderdrukken eventuele stoorsignalen. Netspanningsindicatie-LED D1 fungeert ook als nullast voor de regelaar.



034036 - 11



Dit om te vermijden dat zonder belasting (zonder processor) de spanning oploopt; sommige typen hebben daar last van. Aansluiten van de programmer moet bij voorkeur gebeuren als de PC uitgeschakeld is. Bij aansluiten van apparatuur aan de parallelle poort van de PC is dit zowiezo altijd verstandig, om defecten te voorkomen. Schakel de PC en de programmer in

en start BASCOM-AVR. Het programma kiest per default de Sample Electronics programmer. Controleer anders onder Options/Programmer of het adres voor de parallelle poort goed ingesteld is (LPT-adres).

(naar een idee van Sample Electronics)

(034036)

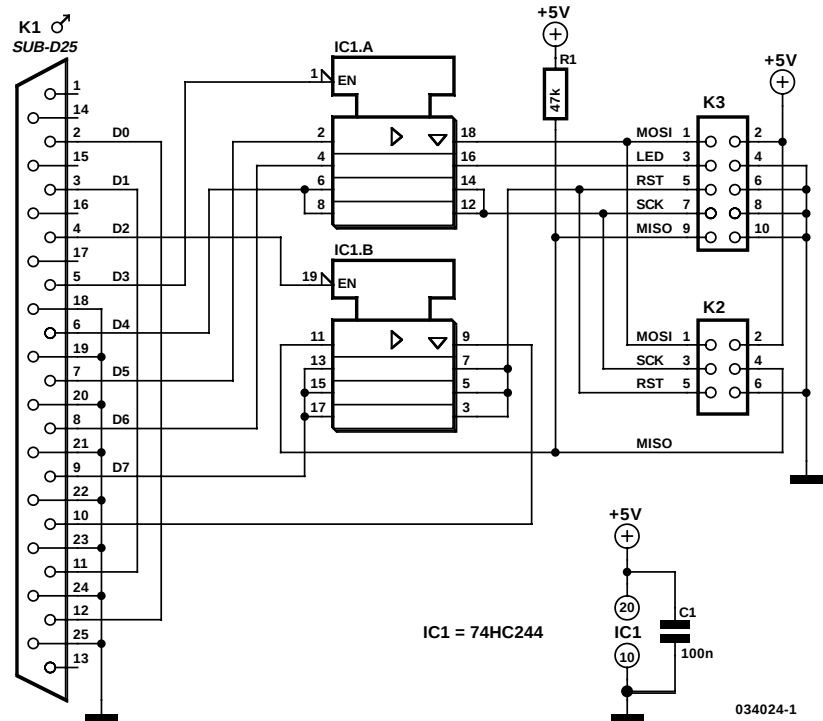
AVR-dongle



Deze schakeling is bedoeld om AVR-controllers zoals de AT90S1200 te programmeren via de parallelle poort. Het geheel is uitermate simpel. IC1 zorgt voor de buffering van de signalen die van de parallelle poort naar de microcontroller gaan en omgekeerd. Daarmee is in feite alles gezegd over de schakeling.

De twee boxheaders (K2 en K3) zijn voorzien van een 'standaard' ISP-aansluiting voor AVR-controllers. De fabrikant adviseert deze twee aansluit-layouts, teneinde een soort van standaard te creëren voor het in-circuit programmeren van AVR-controllers. Deze aansluitingen zijn terug te vinden in veel ontwikkelboards voor deze controllers.

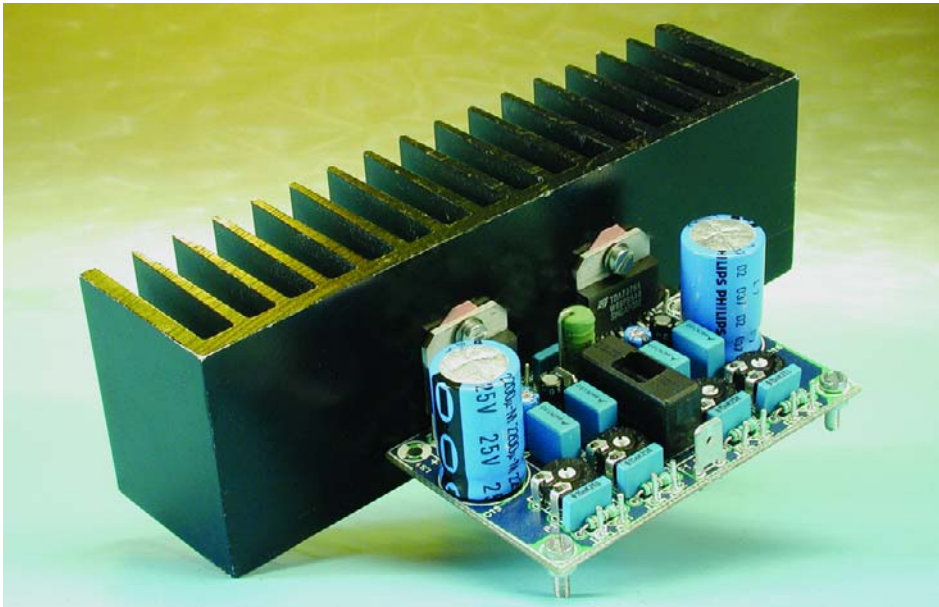
De software doet het eigenlijke programmeren. Daarvoor is natuurlijk een programma nodig (ATMEL AVR ISP) en dat valt gratis te downloaden vanaf www.atmel.com. Het opbouwen van de schakeling zal op een gaatjesprint moeten gebeuren, aangezien er geen print-layout voor ontworpen is. Gelet op het geringe aantal onderdelen zal dit echter nauwelijks problemen opleveren, zolang men maar nauwkeurig werkt. Minder ervaren bouwers raden we aan een kopie te maken van het schema en vervolgens na iedere verbinding die gesoldeerd is, deze af te strepen op de kopie.



Zodoende kan men naderhand gemakkelijk controleren of alle verbindingen gelegd zijn.

Quad bridge car-amp

112



Enkele meetwaarden

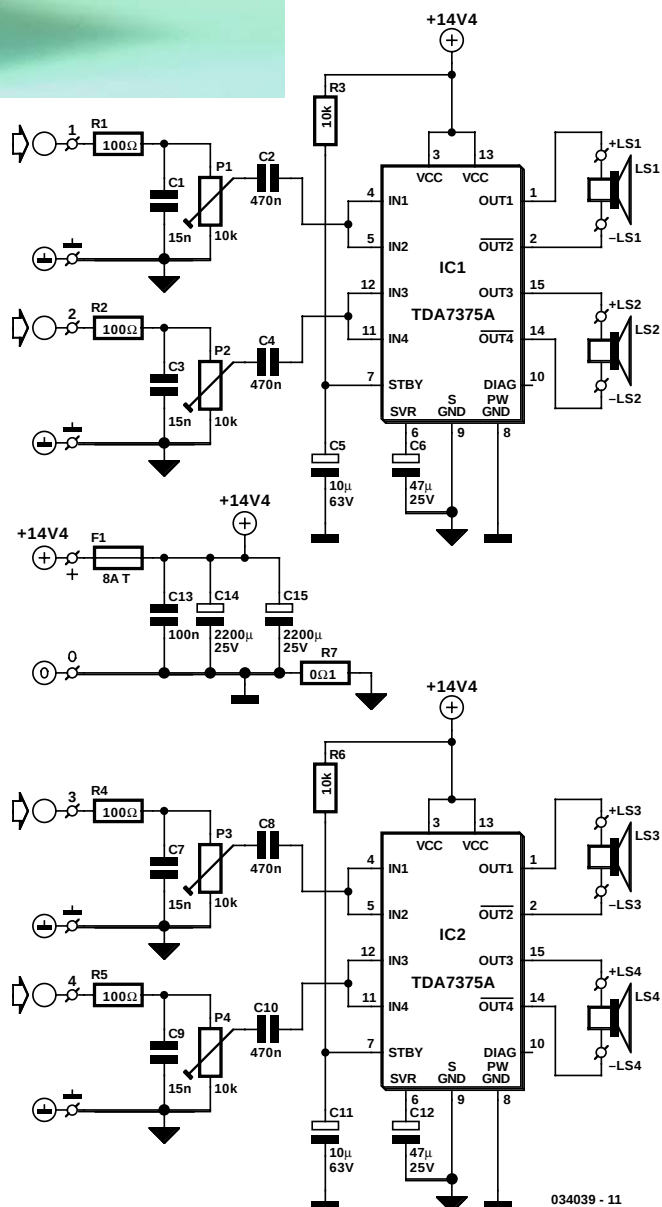
Voedingsspanning	+14,4 V
Ruststroom	200 mA
$P_{\max}$ (THD+N = 0,1 %)	4 x 17,9 W
	(1 kHz, 4 x 4 W)
Gevoeligheid ($P = 17,9$ W)	0,46 V
THD+N	<0,03 %
	(B = 80 kHz, 1 kHz, 1 W/4 W)
Bandbreedte	24 Hz...55 kHz

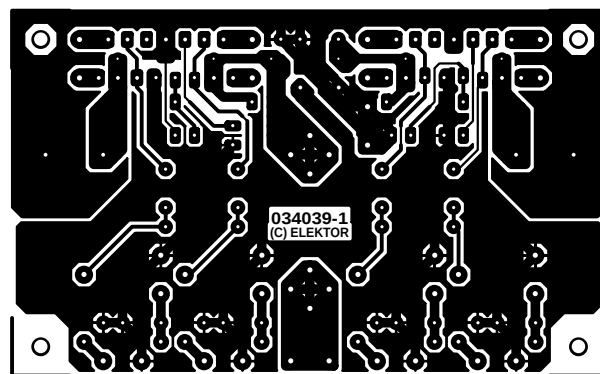
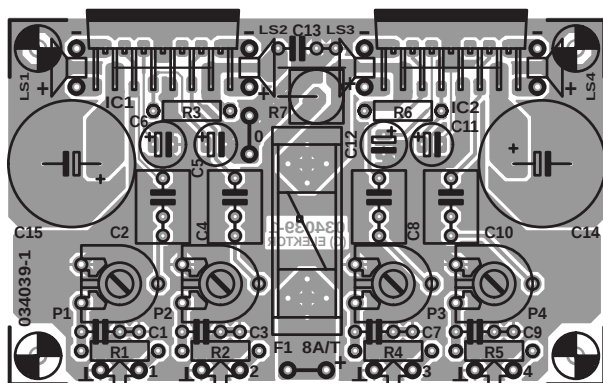
Wie meer audiovermogen uit een gegeven voedingsspanning (zoals de accu-spanning in de auto) wil halen en niet op geschakelde voedingen of klasse-H versterkers wil overstappen, blijft eigenlijk nog steeds aangewezen op de oude vertrouwde brugversterker. Geïntegreerde versies daarvan zijn al jaren in diverse uitvoeringen verkrijgbaar. Er verschijnen ook regelmatig nieuwe typen, zoals de hier toegepaste TDA7375A van ST, die het voordeel biedt dat er nauwelijks externe componenten nodig zijn. Het IC is een pin-compatibele opvolger van de TDA7374A die in bijgaande schakeling overigens eveneens gebruikt mag worden.

Omdat tegenwoordig veel mensen al surround-versterkers gewend zijn en vaak ook in een auto meer dan twee luidsprekers gemonteerd worden, is vier kanalen voor een module toch wel het minimum; vandaar dat hier twee IC's op een print ondergebracht zijn. De ingangsmassa's enerzijds en de power-mas-

sa's anderzijds zijn voor beide IC's gemeenschappelijk. De twee massa's zijn door een weerstand van $0,1 \Omega$ (R7) gekoppeld, om bij gebruik van twee of meer modules het hinderlijke effect van aardlussen te beperken.

De ingangen zijn voorzien van RC-netwerken om HF-storingen te onderdrukken. Met de vier potmeters kunnen de kanalen op elkaar afgestemd worden. C2, C4, C8 en C10 hebben hier de dubbele waarden ten





opzichte van een single-ended-configuratie (zie 'Quad car-amp' elders in deze uitgave).

R3/C5 en R6/C11 zorgen voor een plopvrij in- en uitschakelen van de versterkers. C6 en C12 ontkoppelen de interne spanningsdelers om de diverse versterkertrappen op halve spanning in te stellen. Beide IC's zijn voorts goed ontkoppeld met een elco, voor ieder apart (C14, C15). HF-ontkoppeling C13 is voor beide gemeenschappelijk tussen de twee IC's geplaatst. De print is zo compact mogelijk ontworpen en daardoor staan enkele aansluitingen een beetje in de verdrukking. De luidsprekeraansluitingen bevinden zich ter weerszijden van de IC's. Bij aansluiten is het wellicht verstandig de kabels op de juiste lengte direct aan de print te solderen. De voedingsspanningsaansluitingen (met autostekers uitgevoerd) zijn aan de uiteinden van de zekeringhouder te vinden ('0' en '+'). Vergeet de drie draadbruggen niet en gebruik voor de twee exemplaren onder de IC's geïsoleerde draad om sluiting te vermijden. De derde ligt direct naast R7.

Wordt de versterker met vier maal een sinus maximaal uitgestuurd, dan bedraagt de stroomopname 7,7 A! Vandaar dat de schakeling met een 8 A zekering is beveiligd. Voor voldoende koeling wordt verder een koelplaat met een maximale thermische weerstand van 1 K/W aanbevolen. Let bij het monteren

Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1,R2,R4,R5 = 100 Ω
R3,R6 = 10 k
R7 = 0 Ω / 5 W
P1...P4 = 10 k instel

Condensatoren:

C1,C3,C7,C9 = 15 n
C2,C4,C8,C10 = 470 n
C5,C11 = 10 μ /63 V radiaal
C6,C12 = 47 μ / 25 V radiaal
C13 = 100 n
C14,C15 = 2200 μ /25 V
radiaal, diameter 16 mm
max.

Halfgeleiders:

IC1,IC2 = TDA7375A ST

Diversen:

F1 = 8 A/T +
printzekeringhouder
2 x autosteker male verticaal,
soldeerversie (2-pens-
uitvoering)
print EPS034039-1 (zie
Service-pagina's)

Print-layout is ook
beschikbaar op
www.elektuur.nl

van de print op de hoekgaten naast de IC's. Het kopervlak loopt hier door om de print zo compact mogelijk te houden. Gebruik voor de bevestiging daarom kunststof afstandsbusen. Monteer de IC's elektrisch geïsoleerd tegen de koelplaat met behulp van isolatieplaatjes en dito ringetjes.

2708-vervanging

113

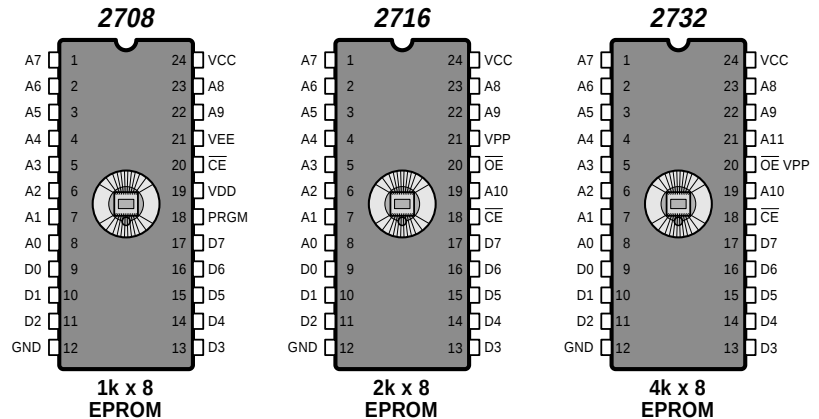
Bij de redactie verwonderen (en verheugen) wij ons erover dat er nog regelmatig gevraagd wordt naar behoorlijk bejaarde schakelingen. Niet zelden komen daar echter componenten in voor die tegenwoordig niet meer leverbaar zijn, bijvoorbeeld de 1 K grote EPROM 2708, die drie(!) voedingsspanningen nodig had. Wel nog tamelijk gemakkelijk te krijgen en te programmeren zijn de 2716 en 2732, die ook 24 pootjes hebben. Deze hebben voldoende aan een enkele voedingsspanning van 5 V.

Door het wegvallen van de twee extra voedingsspanningen van +12 V en -5 V zijn bij de 2716 en 2732 deze twee pennen vrij gekomen. Maar de 2716 (2 K groot) heeft uiteraard ook een adreslijn meer nodig en de 2732 (4 K) heeft er zelfs twee extra nodig. Deze adreslijnen leggen we gewoon continu aan massa, waardoor de 2716 en de 2732 zich net als de 2708 als een EPROM van 1 K gedragen.

Pen 19 (VDD bij de 2708) is bij de 2716 en 2732 adreslijn A10 geworden. Die verbinden we dus met ground. Pen 21 (VBB bij de 2708) is bij de 2716 de programmeerpen geworden; om de EPROM uit te lezen moet deze met de +5-V-voeding worden verbonden. Bij de 2732 is dit adreslijn A11 en ook die moet dus aan ground worden gelegd.

Verder is er helaas wat gerommeld met de pennen 20 ($\overline{CE}$, chip-enable) en 18 (programmeerspanning). Pen 18 was bij de 2708 de programmeerspanning en is bij de 2716 en 2732 $\overline{CE}$ (chip enable). Pen 20 was bij de 2708 $\overline{CE}$ en is bij de 2716 en 2732 $\overline{OE}$ (output enable). De 2708 had geen $\overline{OE}$.

De eenvoudigste oplossing is nu als volgt: blijf pen 20 gebruiken om de data uit de chip op de uitgangen te laten verschijnen. Dat kan omdat de $\overline{CE}$ van de 2708 nu gebruikt wordt als $\overline{OE}$ voor de 2716 en 2732. Voorwaarde is dat pen 18 ($\overline{CE}$) van



034022 - 11

de 2716 en de 2732 aan ground wordt gelegd. Hierdoor is de chip voortdurend geselecteerd, de data verschijnt echter pas op de uitgang als $\overline{OE}$ actief wordt. Dit heeft als enige nadeel dat het stroomverbruik niet lager is.

We kunnen ons voorstellen dat u het spoor een beetje bijstert na dit verhaal. Daarom een foolproof handleiding:

Om een 2708 door een 2716 te vervangen:

1. Onderbreek de baan naar pen 18 en verbind 18 met ground.
2. Onderbreek de baan naar pen 19 en verbind 19 met ground.
3. Bestaande verbinding naar pen 20 handhaven.
4. Onderbreek de baan naar pen 21 en verbind 21 met +5 V.

Om een 2708 door een 2732 te vervangen:

1. Onderbreek de baan naar pen 18 en verbind 18 met ground.
2. Onderbreek de baan naar pen 19 en verbind 19 met ground.
3. Bestaande verbinding naar pen 20 handhaven.
4. Onderbreek de baan naar pen 21 en verbind 21 met ground.

(034022)

IR-S/PDIF-ontvanger

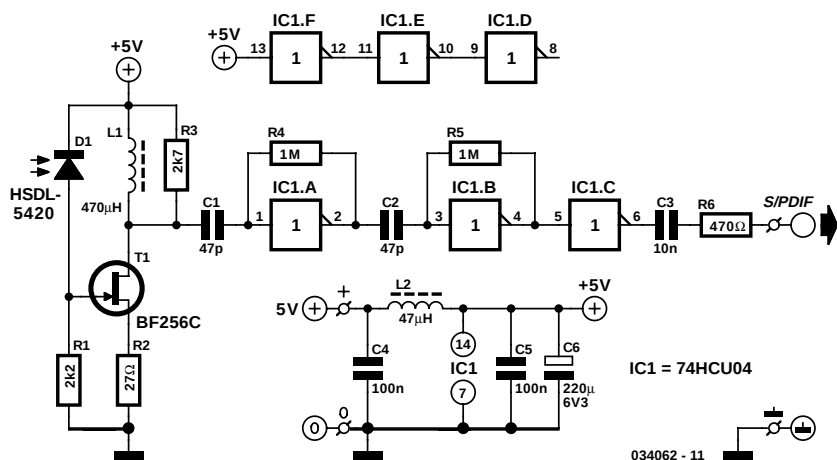
114

In combinatie met de elders in dit nummer beschreven 'IR-S/PDIF-zender' bleken met deze eenvoudige schakeling verrassende resultaten te behalen. De IR-ontvanger bestaat uit niet meer dan een fotodiode, een FET en drie inverter-poortjes als versterkers. De FET is ingezet als ingangsversterker/filter vanwege zijn lage parasitaire capaciteiten. Daardoor kan R1 een relatief grote waarde hebben en neemt de gevoeligheid van de ontvanger toe. Fotodiode D1 bepaalt nu in hoofdzaak de bandbreedte en die is met 2k2 voor R1 nog altijd groter dan 20 MHz.

De FET is door middel van R2 met opzet op een forse stroom ingesteld (ca. 10 mA), waardoor eveneens voldoende bandbreedte is gegarandeerd. Over R2 staat ongeveer 0,28...0,29 V. L1 vormt met R3 een hoogdoorlaatfilter dat pas vanaf 1 MHz signalen doorgeeft. L1 is een standaard ontstoorspoel. Vanuit dit filter wordt het signaal naar twee als versterker geconfigureerde inverters gevoerd. De derde en laatste (IC1c) zorgt voor een signaal met logische niveaus. Doordat deze ene 74HCU04 zoveel versterking levert, is de kans op oscillatie erg groot, zeker als de laatste trap met een 75 Ω coaxiale kabel wordt belast. Bij problemen (sterk afhankelijk van de opbouw) zal het van voordeel zijn voor de uitgang een apart ontkoppelde buffertrap op te nemen, waarbij ook voor eventuele reflecties de juiste impedantie kan worden aangehouden (75 Ω uitgangsimpedantie dus).

Zorg er bij de opbouw voor dat de stromen van IC1 niet door de massa van T1 lopen. Maak desnoods gebruik van gescheiden massavlakken en lokale ontkoppelingen. Voorts dient de de schakeling echt als hoogfrequent-ontwerp beschouwd te worden, dus is het zaak een zo goed mogelijke scheiding tussen in- en uitgang aan te brengen.

Met de in het schema aangegeven dimensionering is zonder extra's ongeveer 1,2 meter te overbruggen, niet erg ver dus. Maar die afstand kan gemakkelijk worden vergroot door gebruik te maken van een kleine positieve lens (net als bij standaard IRDA-modules ook wordt gedaan). Bij onze experimenten gebruikten we een goedkope loop, en toen na wat



schuiven de fotodiode in het brandpunt stond, werd met dezelfde zender een afstand van 9 meter overbrugd (sampling-frequentie bedroeg 44,1 kHz). Daarbij moeten zender en ontvanger wel goed op elkaar uitgericht worden. Wat experimenteren loont in dit geval dus zeker! Misschien dat ook eens een andere fotodiode uitgetoetst kan worden. Van de in het schema aangegeven HSDL-5420 met dome-lens bestaat ook een uitvoering als flat-top: de HSDL-5400. Die heeft een openingshoek van 110° en levert bij gelijke lichtinval een bijna vier maal meer stroom.

De stroomopname van de schakeling bedraagt zonder signaal 43 mA en met signaal ($f_s = 44,1$ kHz) ongeveer 26 mA. Dat is wat veel voor batterijvoeding, maar een paar oplaadbare NiMH-cellen vormen natuurlijk wél een prima optie. De schakeling zal trouwens ook nog wel op 4,5 V en zelfs op 3 V werken. Is een logisch niveau gewenst, dan kan men C3 in de uitgang overbruggen.

Tot slot valt nog een merkwaardigheidje te vermelden. Bij de fotodioden HSDL-5400 die wij onder ogen hadden, bleek de kathode-markering (een donkerblauwe steep aan de zijde onder een pootje) aan de verkeerde kant te zitten!? Wie zeker wil zijn dat de diode goed om gemonteerd is, kan daarom het beste de gelijkspanning over R1 meten: die moet vrijwel 0 V zijn.

Uitbreiding voor Tube box

115

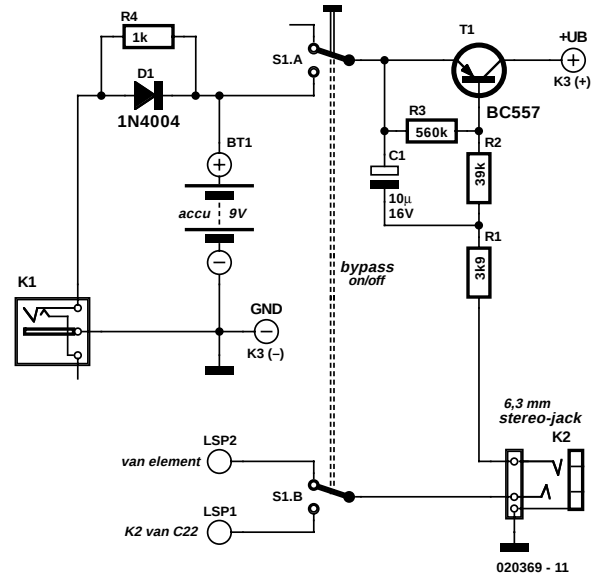
Martin Graeber

Gebruikers van de Tube box (Elektuur mei 2002) zullen gemerkt hebben dat met dit effectapparaat veel nieuwe klankmogelijkheden aan de elektrische gitaar worden toegevoegd. De Tube box beschikt niet echt over geluidseffecten zoals galm, echo, phasing en pitch-shift. Toch zijn de toegevoegde mogelijkheden zo uitgebreid dat andere effectapparaten achterwege kunnen blijven. Maar dat blijft natuurlijk een kwestie van persoonlijke voorkeur.

Effectapparaten worden vaak automatisch ingeschakeld door het insteken van de gitaarplug. In het apparaatje wordt dan door een extra contact (dat via de plug met massa wordt verbonden), de batterij ingeschakeld. De Tube box werkt weliswaar met een 9-V-batterij, maar hiermee wordt een gebalanceerde $\pm 4,5\text{-V}$ -voeding gevormd. De signaalaaarde is dus niet verbonden met de minpool van de batterij.

Deze eenvoudige schakeling (zie schema) rekent af met dit probleem. In plaats van een 9-V-batterij wordt hier een accu van gelijke grootte gebruikt. De accu kan via de laadstecker (K1) worden opgeladen. Zolang de bypass-schakelaar is geactiveerd, zal het signaal direct van het pickup-element komen en is de accu losgekoppeld. Met de bypass-schakelaar in de onderste positie is de pluspool van de accu verbonden met transistor T1. Deze transistor spert zolang de gitaar niet is ingeplugd. De opgenomen stroom bedraagt dan hooguit enkele microampères. Zodra de kabel is ingeplugd, zal door R1 en de aangesloten Tube box een kleine stroom gaan vloeien. Hierdoor zal T1 gaan geleiden, waardoor de +9 V op de voedingsaansluiting van het effectapparaat terecht komt. Condensator C1 voorkomt kraakproblemen bij het inpluggen en bij het mechanisch belasten van de steker.

De dubbelpolige bypass-schakelaar wordt hier anders dan origineel aangesloten, namelijk direct tussen het pickup-element en de stekerbuis. Dit kan op het podium goed van pas komen als er storingen zijn of als de batterij net leeg is. De condensatoren voor de klankregeling (parallel aan het pickup-element via een potmeter) worden verwijderd. In plaats hiervan worden de drie nieuwe regelaars gemonteerd. De twee regelaars voor de beide pickup-elementen en de schakelaar voor het om/parallel-schakelen blijven behouden. Toegevoegd worden de bypass-schakelaar (in plaats van S3), de klankschakelaar



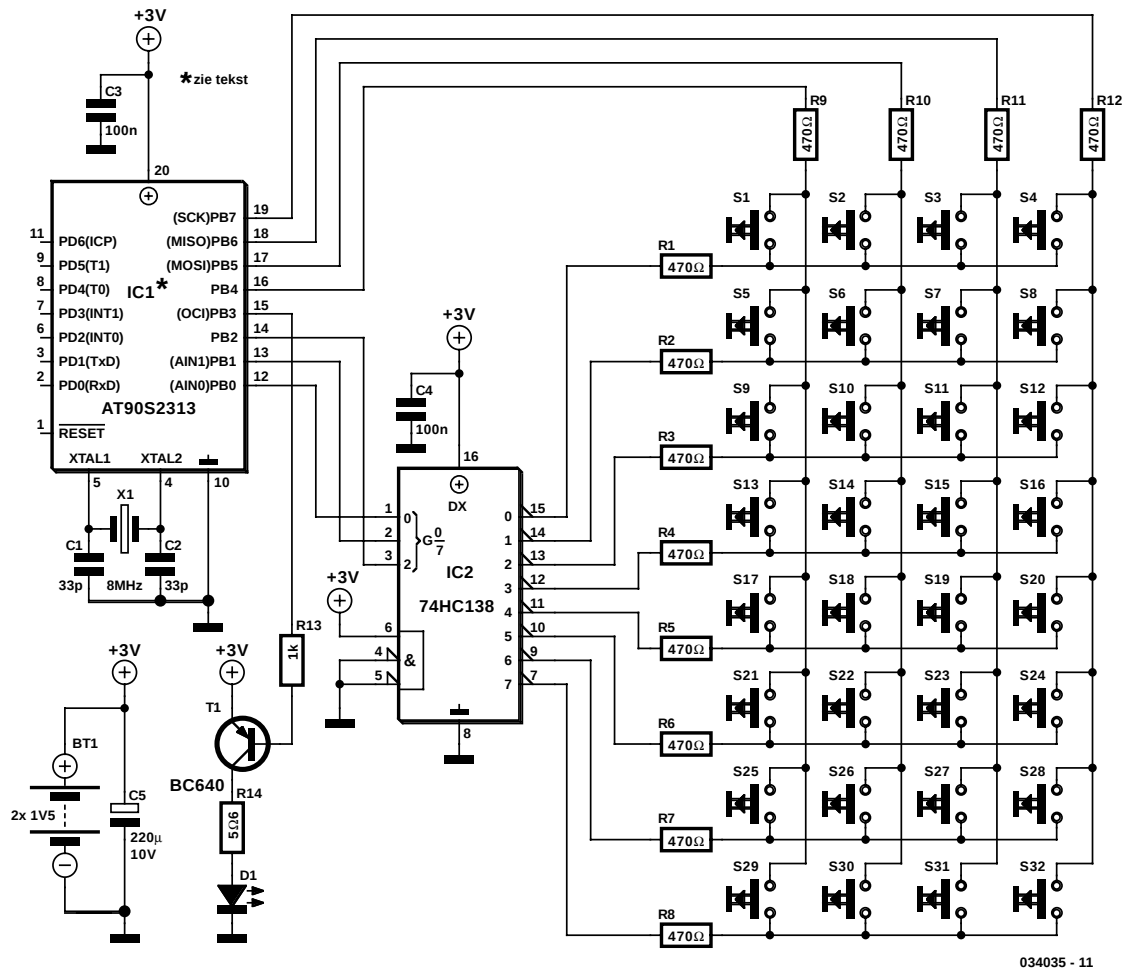
(S1), de drive-regelaar (P1), de volume-regelaar (P2) en de potmeter van de actieve klankregeling (P3a,b). Deze laatste component-referenties hebben natuurlijk betrekking op het originele schema van de Tube box.

Bij de ombouw moet terdege worden gelet op een goede afscherming. Hiervoor kan bijvoorbeeld zelfklevende koperfolie (o.a. verkrijgbaar bij Conrad) worden gebruikt. De verschillende stroken folie moeten door een soldeerverbinding onderling worden verbonden. Dit is zeer belangrijk omdat de Tube box met heel kleine ingangssignalen werkt en gemakkelijk storingen oppikt. Ook kan, voor de montage, de uitsparing voor de potmeters met EMC-spray worden behandeld. Dit laatste is zeker de moeite waard.

Nog even terug naar het schema van deze uitbreiding. D1 en R4 zorgen voor de verbinding van de accu met de buitenwereld. Diode D1 dient niet alleen als ompoolbeveiliging, maar voorkomt ook dat de accu defect raakt als X1 per ongeluk wordt kortgesloten. Weerstand R4 maakt het mogelijk om de accuspanning te meten in de gesloten behuizing. Om de batterij te laden kan een netstekervoeding worden gebruikt. De accu heeft een capaciteit van 150 mAh en moet worden geladen met ongeveer 20 mA.

Toetsenbord-uitbreiding

116



034035 - 11

In application-note nr. 105 voor Bascom-AVR (www.mcselec.com/an_105.htm) wordt een eenvoudige processorschakeling beschreven met een AT90S2313 (een 8-bits AVR-microcontroller) om RC5- of Sony-afstandsbedieningscodes te kunnen zenden. Daarbij wordt gebruik gemaakt van een kleine 3x4-matrix om 12 toetsen te kunnen aansluiten op slechts 7 pennen van de controller (zie **figuur 1**).

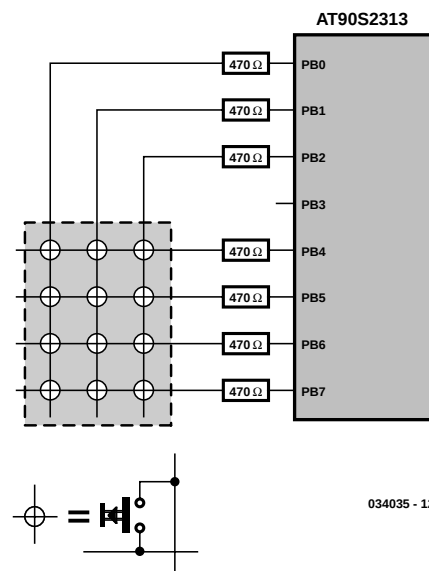
Heeft men behoefte aan meer toetsen, dan zal de matrix uitgebreid moeten worden, maar met een simpele hulpschakeling komt men ook al een heel eind. Worden namelijk de drie bits voor de kolommen gebruikt om een demultiplexer aan te sturen, dan kunnen maar liefst 32 toetsen aangesloten worden. **Figuur 2** geeft een voorbeeld van een dergelijke opzet. Voor de demultiplexer is hier een 74HC138 gekozen, die over inverterende uitgangen beschikt. Mochten actief-hoge uitgangen software-matig beter uitkomen, dan kan in plaats hiervan de pen-compatibele 74HC238 worden gebruikt.

Natuurlijk zal de software aangepast moeten worden, want het is onwaarschijnlijk dat er in Bascom-AVR een standaard statement of instructie voor deze hulpschakeling te vinden is. Er zal misschien een nieuwe assembler-routine moeten worden geschreven. Geen echt moeilijke klus en bovendien een

leuke uitdaging voor de aspirant-gebruiker van dit uitgebreide toetsenbord.

(034035)

2



034035 - 12