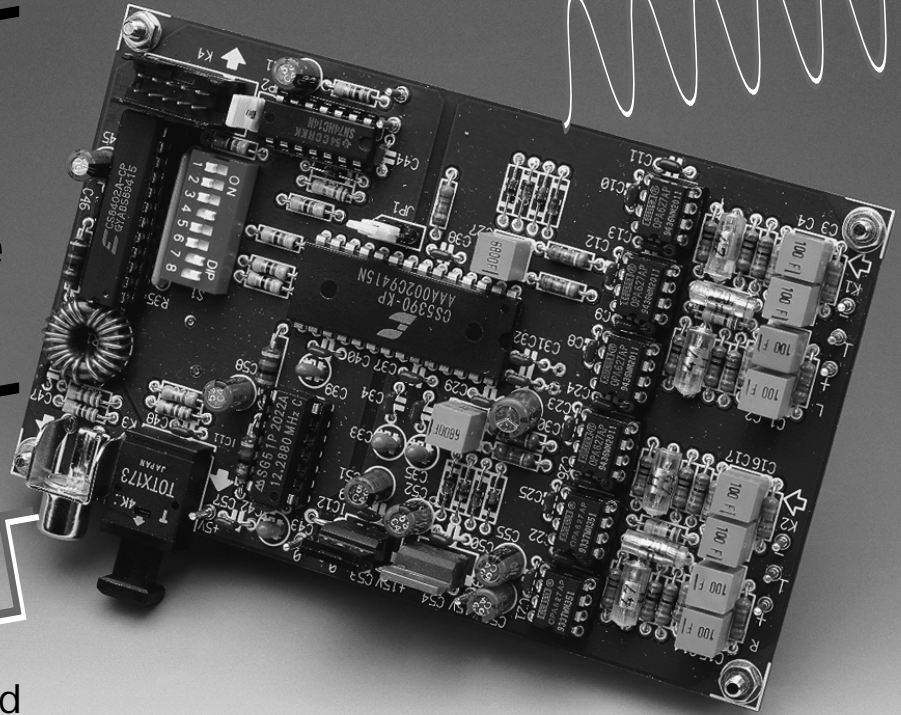


20-bit A/D-converter

van analoog
naar digitaal
met maximale
resolutie



Het in onderstaand artikel beschreven zelfbouwontwerp vertegenwoordigt in technisch opzicht zo'n beetje de laatste stand van zaken, als het om het omzetten van analoge in digitale signalen gaat. De schakeling heeft een echte (!) resolutie van 20bits, is nagenoeg compromisloos van kwaliteit en is voorzien van symmetrische ingangen. Kortom: voor kwaliteitsbewuste audio-technici is er nauwelijks iets beters denkbaar – en al helemaal niet voor deze prijs.

Het hart van deze schakeling wordt gevormd door de geïntegreerde stereo A/D-converter CS5390. Dit IC wordt op het ogenblik alom beschouwd als kwaliteitsstandaard en wordt in professionele apparatuur zeer frequent toegepast. De CS5390 werkt intern met $64\times$ oversampling, is uitgerust met een fase-lineair digitaal anti-aliasing-filter en bezit een dynamisch bereik van 110 dB. Het IC is overigens zonder enige modificatie pin-compatible met de 18-bits CS5389.

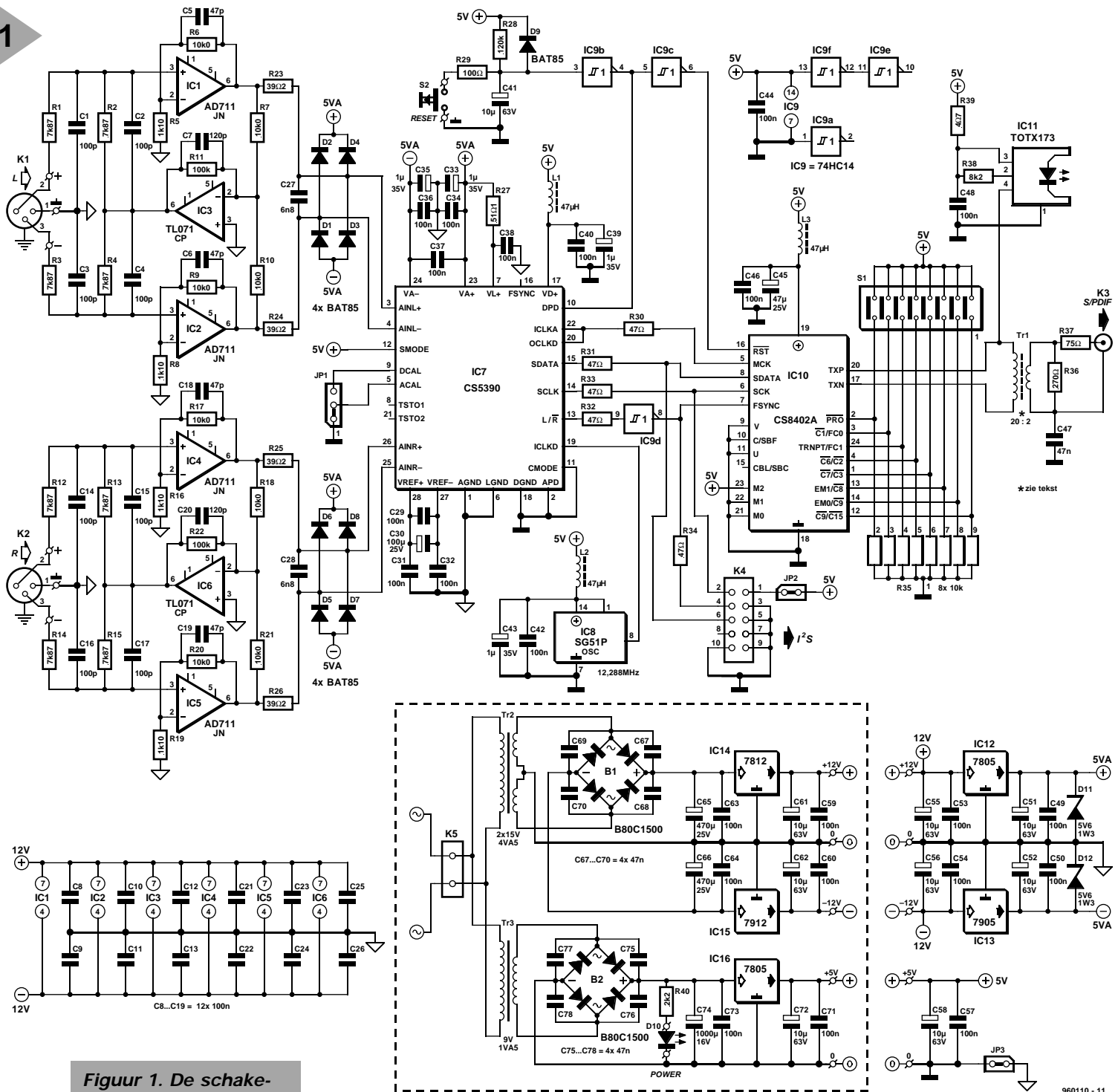
Maar met alleen het converter-IC zijn we er natuurlijk nog niet. De CS5390 wordt hier dan ook voorafgegaan door een uitgebreide analoge ingangsversterker, met als bijzonderheid dat deze zowel symmetrische als asymmetrische signalen accepteert. Indien gewenst, kan de ingangstrap kwalitatief bovendien nog verder worden opgewaarderd door toepassing van een stel exotische (en dure!) opamps. Het coderen en versturen van de omgezette audio-data gebeurt met behulp van de geïntegreerde "digital audio interface transmitter" CS8402A. Dit IC vervulde dezelfde functie ook al in de onlangs gepubliceerde sample-rate converter. Naast de (galvanisch gescheiden) S/PDIF-uitgang is tevens voorzien in een optische uitgang.

SYMMETRISCHE INGANG

Om de beoogde resolutie van 20 bits te realiseren, is schakeltechnisch nogal wat vereist. Dat begint al met het ingangscircuit. De CS5390 is voorzien van symmetrische ingangen en als we hiervan optimaal gebruik willen maken, zullen ingangsversterker en bronsignalen ook symmetrisch dienen te zijn. Aangezien aan de andere kant de meeste "gewone" gebruikers waarschijnlijk weer niet met symmetrische signalen zullen werken, zal de converter ook met asymmetrische signalen overweg moeten kunnen.

Die overwegingen hebben ertoe geleid dat we de converter hebben uitgerust met een tamelijk complex ingangscircuit, dat als bijzonder kenmerk heeft dat het beide genoemde signaalvormen (differential en single-ended) kan verwerken, en dit zonder iets te hoeven omschakelen. Het in **figuur 1** afgedrukte schema van de converter maakt duidelijk dat voor het linker kanaal deze ingangsversterker bestaat uit de opamps IC1, IC2 en IC3; voor het rechter kanaal is met IC4, IC5 en IC6 uiteraard een identieke schakeling opgebouwd.

Achter K1 (en K2) vinden we eerst een verzwakkingsnetwerk, bestaande uit R1...R4 (R12...R15), dat o.a. nodig is



Figuur 1. De schakeling kan worden onderverdeeld in vier verschillende secties, te weten de analoge ingangsversterker (IC1...IC6), de feitelijke A/D-omzetter (IC7), de uitgangs-interface (IC10) en de voeding (IC12...IC16).

voor de instelling van de ingangstrap (vooral bij asymmetrische ingangssignalen). Opamp IC1 en IC2 (IC4, IC5) zijn beide geschakeld als $10\times$ -versterker, met een ingangsgoedigheid van $1 V_{eff}$. Wordt er een asymmetrisch signaal aangesloten, dan wordt de min-ingang met massa doorverbonden en

raakt de instelling van de opamps verstoord. IC3 (IC6) corrigeert nu echter de uit balans geraakte signalen, en doet dat met een nauwkeurigheid van maar liefst $\pm 0,08$ dB.

De kwaliteit van de opamps is in dit geval natuurlijk een zaak van essentieel belang. Voor IC1, IC2, IC4 en IC5 is gekozen voor de typen AD711. Deze blijken zich in deze toepassing zeer goed thuis te voelen en zelfs beter te voldoen dan hun specificaties doen vermoeden. Voor IC3 en IC6 is uit kostenoverwegingen volstaan met een "gewone" TL071. Bij symmetrische signalen spelen deze opamps immers geen enkele rol, terwijl ze bij

asymmetrische signalen alleen deel uitmaken van de tegenkoppeling en aanzienlijk minder invloed hebben op de signaalkwaliteit dan de andere opamps.

Zij die alleen genoeg nemen met de allerbeste kwaliteit en wars zijn van compromissen, bevelen we aan om voor IC1...IC6 zes stuks van het type OPA627 toe te passen. Zij moeten zich echter wel realiseren dat laatstgenoemde type met een prijs van zo'n vijftig gulden ongeveer tien keer zo duur is als een AD711. Maar voor een heer van stand speelt geld geen rol, zoals Ollie B. Bommel lang geleden al placht te verkondigen.

CONVERSIE

Van de geïntegreerde A/D-omzetter CS5390 (IC7) is elders in deze uitgave een datakaart te vinden, waarin ook het inwendig blokschema is afgedrukt. Het aantal benodigde externe componenten is voor een dergelijk complex IC eigenlijk verbluffend laag.

De Schottky-dioden D1...D8 en de parallel over de 5-V-voeding geschakelde zeners D11 en D12 beschermen het IC tegen te hoge ingangssignalen. De Schottky-dioden vormen een beveiliging tegen latch-up, terwijl de 5,6-V-zeners een eventuele toename van de voedingsspanning beperken in geval van oversturing. Dat laatste is hier best kritisch, aangezien de maximaal toelaatbare voedingsspanning van de

CS5390 ± 6 V bedraagt.

De waarde van de in serie met de ingangen van IC7 opgenomen weerstanden R23...R26 is speciaal berekend om de CS5390 van een optimale bronimpedantie te voorzien. Ook de dimensionering van de parallel-condensatoren C27 en C28 luistert redelijk nauw. Deze geven namelijk een onderdrukking van de door de oversampling ontstane hoogfrequent-ruis en vormen dus een aanvulling van het digitale filter; de onderdrukking van het genoemd filter strekt zich namelijk niet uit tot deze hoge frequenties.

Voor de rest valt over de werking van het omzetter-IC niet zo bar veel te vertellen. We beschouwen het hier grotendeels als een "black box", waar ana-

loge signalen ingaan en digitale signalen uitkomen. In de elders in dit nummer afgedrukte datakaart valt te lezen dat de CS5390 voor de A/D-omzetting gebruik maakt van delta-sigma-modulatoren met $64\times$ oversampling. Deze worden gevolgd door een digitaal filter, waarna de sample-frequentie tot 48 kHz wordt gereduceerd. Door de extreem hoge oversampling-rate is een apart anti-aliasing-filter overbodig.

Afgezien van de zich aan de ingangszijde bevindende componenten die we reeds genoemd hebben, gaat het bij de resterende externe onderdelen vrijwel uitsluitend om voedings- en referentiespanningsontkoppelingen. Een uitzondering hierop vormen het met ingang DPD (digital power down) ver-

Meetresultaten

Uiteraard hebben we ons proefmodel behoorlijk aan de tand gevoeld in het testlaboratorium. Daartoe werden enkele FFT-analyses uitgevoerd op de uitgangs-data van de A/D-converter, waarbij in het digitale domein de totale harmonische vervorming (THD+N) bij 1 kHz werd berekend. Dat gaf het volgende beeld te zien:

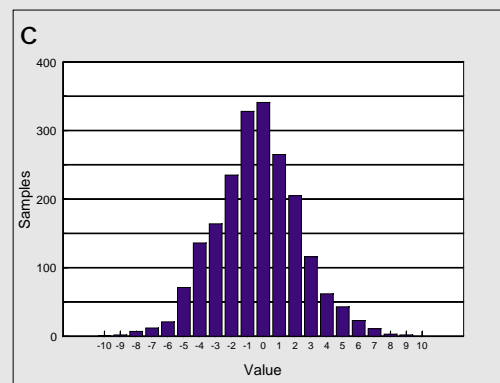
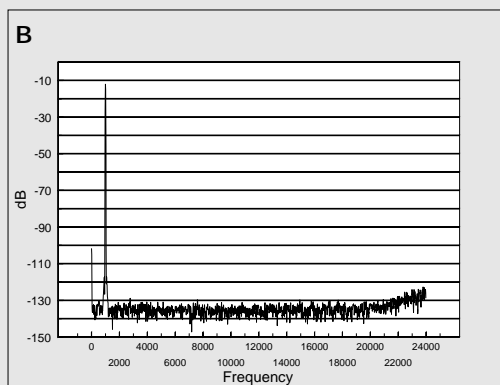
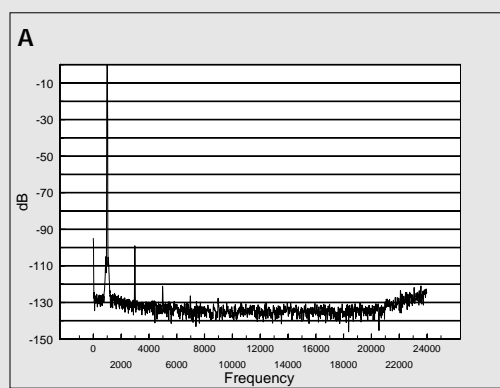
ingangsniveau	THD+N
0 dB	< -97 dB
-3 dB	< -100 dB
-6 dB	< -99 dB
-9 dB	< -96 dB
-12 dB	< -93 dB
-15 dB	< -90 dB

Dezelfde THD+N-berekening werd vervolgens ook nog eens bij 7 kHz uitgevoerd, omdat de derde harmonische daarvan nog net binnen het bereik van het digitale filter valt. De verschillen ten opzichte van 1 kHz bleken echter verwaarloosbaar.

Zoals uit de meetresultaten blijkt, wordt het door de fabrikant opgegeven dynamisch bereik van 110 dB in de praktijk net niet gehaald. Dit is o.a. te wijten aan de 10-maal-versterking van de analoge ingangstrap en de daardoor ontstane hogere gevoeligheid. Tellen we de dB's van hetingangsniveau en de THD+N-waarde bij elkaar op, dan zien we dat de ruisbodem zich effectief zo'n 105 dB onder full scale bevindt. Dat verandert pas bij signalen groter dan -6 dB; vanaf dat punt treedt er een meetbare toename van de vervorming op. "Vervorming" is trouwens eigenlijk een te groot woord in dit geval, want we hebben het hier over afwijkingen die in tienduizendsten van een procent worden gemeten! Aangezien voorts bij digitale opnamen normaliter een headroom van 12 dB wordt gehanteerd, mogen we stellen dat voor gemiddelde signalen de vervorming van de A/D-converter nihil is.

Van twee FFT-analyses is hier het frequentiespectrum afgedrukt. Figuur A is gemeten bij een signaal van 0 dB en figuur B bij -12 dB. Om ook nog de 7^{de} en 9^{de} harmonische uit de ruis tevoorschijn te halen, zijn steeds vier metingen uitgemiddeld. Bij eeningangsniveau van -12 dB is er desondanks van enige harmonische niets meer te bespeuren!

Omdat wij nieuwsgierig waren naar het spectrum van de ruisbodem, hebben we daarop met kortgesloten ingang een kleine statistiek uitgevoerd. Figuur C toont hiervan het resultaat. Dit histogram laat een vrijwel Gaussische verdeling zien, zonder enige zichtbare resten of invloeden van klokinterferentie, voedingsrimpel of andere mogelijke bronnen van kleuring.



bonden reset-circuit, alsmede jumper JP1. Wanneer er op S2 gedrukt wordt, zullen de RC-combinatie R28/C41 en Schmitt-trigger IC9b zorgen voor een ca. 1 s durende positieve puls op DPD. Dit resulteert in een algehele reset van het digitale deel van de CS5390, terwijl bij het verlaten van de reset-mode (na afloop van de puls) automatisch een offset-calibratiecyclus wordt gestart. Hierbij wordt in elk kanaal de offset gemeten en van de sample-waarden afgetrokken. Dit systeem maakt dus een offset-loze conversie mogelijk, hetgeen bij bepaalde toepassingen van essentieel belang is. In die gevallen is het dus een groot gemak dat men nu met reset-knop S2 de mogelijkheid bezit om deze calibratie op elk gewenst moment te starten, zónder de hele schakeling uit en aan te hoeven zetten. Na elke "koude start" heeft men namelijk altijd te maken met een (gering) offset-verloop van zowel de converter als de ingangsversterker.

Door middel van het niveau op ingang ACAL heeft men de keuze om de ingangsversterkers al dan niet mee te nemen in de offset-meting. Als men voor deze mogelijkheid kiest, dan mag er geen ingangssignaal aangesloten zijn, aangezien dit tot foutmetingen kan leiden. Verbind men ACAL via jumper JP1 met massa, dan worden de ingangsversterkers in de offset-meting betrokken. Verbind men ACAL via JP1 met DCAL, dan blijft de offset-meting beperkt tot de ingangen van het IC zelf. Volledigheidshalve merken we nog even op dat de uitgang van de automatisch calibratieschakeling (DCAL) na het laag worden van DPD nog 4096 klok-cycli hoog zal blijven tot het calibratieproces voltooid is.

Bij de "serial output interface" van de CS5390 kan door middel van het niveau op ingang CMODE de waarde worden bepaald van de benodigde ICLKD-klokfrequentie, welke is vastgelegd voor een output word rate (OWR) van 48 kHz. Hier is CMODE "laag" gemaakt, hetgeen resulteert in een klokfrequentie van $256 \times \text{OWR}$, ofwel 12,288 MHz. Met het niveau op SMODE kan worden gekozen of het IC in slave- danwel in master-mode werkt. Een hoog niveau op SMODE, zoals hier, bewerkstelligt dat SCLK, FSYNC en L/R als uitgangen fungeren en door intern aanwezige delers van ICLKD afgeleid worden. Op uitgang SDATA staan de 20-bit-samples in 2-complement-code ter beschikking. Hiermee hebben we van de schakeling rond de CS5390 zo goed als alles besproken. Zoals te zien in figuur 1, is als klokgenerator een module toegepast die zowel het kristal als het benodigde actieve element bevat. Dit bespaart plaats en reduceert bovendien de kans op ongewenste HF-storing. De geconverteerde data van de

CS5390 worden via de stopweerstand R30...R34 verder geleid naar het uitgangscircuit en naar connector K4. De timing van de uitgangsdata is van huis uit nagenoeg I²S-compatibel; het enige dat er aan ontbreekt is een invertering van het L/R-signaal en daarvoor zorgt in dit geval IC9d.

UITGANG

K4 fungeert als universele I²S-uitgang. Hierop kan allerlei digitale signaalverwerkende apparatuur worden aangesloten, waarbij te denken valt aan o.a. volumeregeling, toonregeling of een interface voor meetdoeleinden. Uitgang K4 leent zich ook prima voor het aansluiten van de in Elektuur april en mei beschreven "digitale VU-meter", een speciaal meetinstrument voor digitale audio-signalen, voorzien van een dubbele 30-segments LED-bar en 3,5-digit displays.

Door het sluiten van jumper JP2 kan eventueel ook de +5-V-voedingsspanning doorgelust worden naar K4. Hier van kan gebruik worden gemaakt als het aan te sluiten apparaat een stroom van slechts enkel mA's nodig heeft. Gaat het om enkele tientallen mA's of meer, dan kan dit uiteraard niet zonder meer uit de converter-voeding worden betrokken, maar dan zal het apparaat in kwestie van een eigen voeding moeten worden voorzien. Dat geldt zowiezo voor de genoemde "digitale VU-meter".

Uiteraard is er ook voorzien in een standaard S/PDIF-uitgang. Daarvoor is gebruik gemaakt van de "digital audio interface transmitter" CS8402A (IC10), en dit is exact dezelfde schakeling als werd toegepast in de in oktober gepubliceerde "sample rate converter". Voor een nadere beschrijving van dit uitgangscircuit verwijzen we dan ook naar genoemd artikel. We volstaan hier met te zeggen dat de belangrijkste channel-status-bits van IC10 door middel van de achtvoudige DIP-switch S1 instelbaar zijn en dat er naast de coaxiale uitgang (K3) tevens is voorzien in een optische uitgang (IC11).

VOEDING

De stroomvoorzorging van de converter is nogal uitgebreid van opzet en bestaat uit twee, of eigenlijk drie, afzonderlijke delen. Er zijn zelfs twee aparte trafo's, zoals in het schema valt te zien, want de voedingen voor het analoge en digitale deel van de converter zijn strikt gescheiden gehouden.

Spanningsleverancier voor het analoge deel is Tr2. Deze wordt op de bekende manier gevolgd door een brugcel (B1) en elco's, waarna de spanningsregelaars IC14 en IC15 zorgen voor een gestabiliseerde symmetrische 12-V-voedingsspanning voor de ingangsversterkers. Deze spanning dient tevens als uitgangspunt voor de symmetri-

sche 5 V waarmee het analoge gedeelte van de CS5390 wordt gevoed. Daarvoor zorgen IC12 en IC13.

Het digitale deel van IC7, alsmede IC8, IC9, IC10 en IC11 worden gevoed met een (asymmetrische) 5 V, welke geleverd wordt door Tr3, B2 en IC16. Zoals te zien is deze 5-V-voeding tot aan de netaansluiting (K5) volledig gescheiden van de dubbele analoge voeding. JP3 vormt in feite het enige verbindingspunt tussen beide, want met deze draadbrug worden de massa-aansluitingen van de digitale en analoge voeding met elkaar doorverbonden.

Wat verder nog opvalt aan de voeding is dat er niet bezuinigd is op HF-ontkoppelingen. De dioden van de bruggelijkrichters zijn alle voorzien van een parallelgeschakelde "anti-ratelcondensator" en de buffer-elco's zijn zonder uitzondering ge-bypassed door 100-n-condensatoren.

PRINT

Voor de A/D-converter is met de nodige zorg een print ontworpen, waarvan **figuur 2** de layout en componentenopstelling toont. De print is dubbelzijdig en doorgemetalliseerd, met dien verstande dat aan de componentenzijde twee grote massavlakken zijn aangebracht voor het analoge en digitale deel van de schakeling.

De print bestaat overigens uit twee afzonderlijke delen. Het is namelijk de bedoeling dat het voedingsgedeelte met de trafo's Tr2 en Tr3 (het omkaderde deel van figuur 1 dus) van de rest wordt afgebroken en apart wordt opgebouwd. De ± 12 -V- en +5-V-aansluitingen worden door middel van litzedraadjes met de corresponderende punten op de converter-print verbonden. Wanneer men voor Tr2 en Tr3 de in de onderdelenlijst genoemde trafo-typen gebruikt, dan passen deze zondermeer op de print. De spanningsregelaars hoeven geen van alle te worden gekoeld.

Over de opbouw van de converter-print valt eigenlijk niet zo veel te vertellen. Een echt lastig karwei is het niet, maar het dient uiteraard wel met de nodige zorg te gebeuren bij een kwaliteits-schakeling als deze. Of men al dan niet gebruik maakt van IC-voetjes is een kwestie van keuze; schakeltechnisch gezien is het beter om de IC's rechtstreeks op de print te solderen, maar voor minder ervaren solderartiesten is het gebruik van voetjes waarschijnlijk verstandiger.

Bezuinigen op de kwaliteit van de componenten is in dit geval natuurlijk uit den boze. De schakeling telt nogal wat 1%-weerstand en bij de condensatoren zijn de nodige (dure) styroflex-typen toegepast. Ook voor de connectors K1...K3 is het natuurlijk zaak om naar een goede kwaliteit uit te kijken.

Uitgangstrafo Tr1 dient men zelf te wikkelen op een ringkernetje van het type G2/3FT12. Eerst wordt hierop de primaire wikkeling gelegd, bestaande uit 20 windingen 0,7-mm-draad, welke over de hele kern worden verdeeld. In het midden laat men wat ruimte over en wikkelde daar aansluitend de twee secundaire windingen tussen. In de onlangs gepubliceerde "sample-rate-converter" werd overigens exact dezelfde uitgangstrafo toegepast.

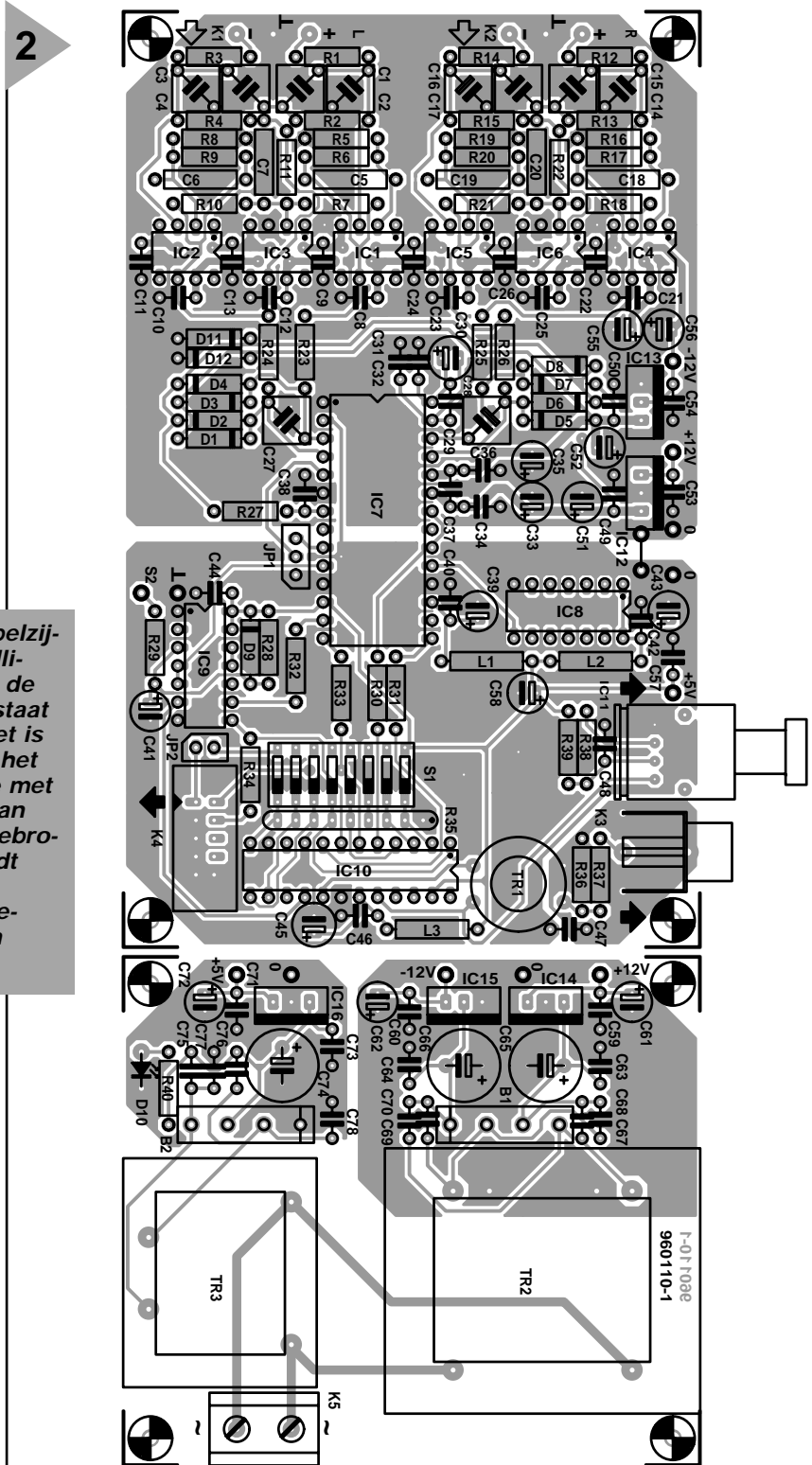
Op de voor JP3 gereserveerde plaats (vlak naast IC12) wordt met stevige montagedraad een korte draadbrug aangebracht om de analoge en digitale massavlakken op de print met elkaar door te lussen. Volledigheidshalve noemen we hier ook nog even de beide andere jumpers: Met JP1 in de rechterstand (pen 5 van IC7 aan massa) worden de ingangsversterkers betrokken in de automatische calibratie; in de andere stand (pen 5 aan pen 9) niet. Met JP2 kan de +5-V-voedingspanning doorgelust worden naar I²S-connector K4, in het geval men de aangesloten schakeling vanuit de converter wil voeden.

Als de beide printen geheel zijn opgebouwd, dan is allereerst een zorgvuldige controle geboden aan de hand van de componentenopstelling en de onderdelenlijst. Ten overvloedige kan men de print ook nog eens vergelijken met de foto van **figuur 3** waarop ons proefmodel is afgebeeld.

Sluit nu tijdelijk op de drie uitgangen van de voedingsprint een 2k Ω -weerstand aan. Daarna kan printkroonsteen K5 via een goed geïsoleerd netsnoer met het lichtnet worden verbonden (aan/uit-indicator D10 licht nu op), waarop met een multimeter de door de voedingsprint geleverde spanningen worden gecontroleerd. Blijkt dat te kloppen, dan kunnen de tijdelijke weerstanden worden verwijderd en de ± 12 V en +5 V worden doorgelust naar de converter-print.

BEHUIZING

Als na een eerste provisorische test de schakeling in orde is bevonden, dan kan men op zoek gaan naar een geschikte kast. In de keuze hiervan is men vrij, zolang hij maar van metaal is en groot genoeg om de converter en de voeding royaal te huisvesten. De benodigde bedrading is simpel. Het beste is om de print zodanig te bevestigen dat de uitgangconnectors K3 en IC11 door de achterkant van de



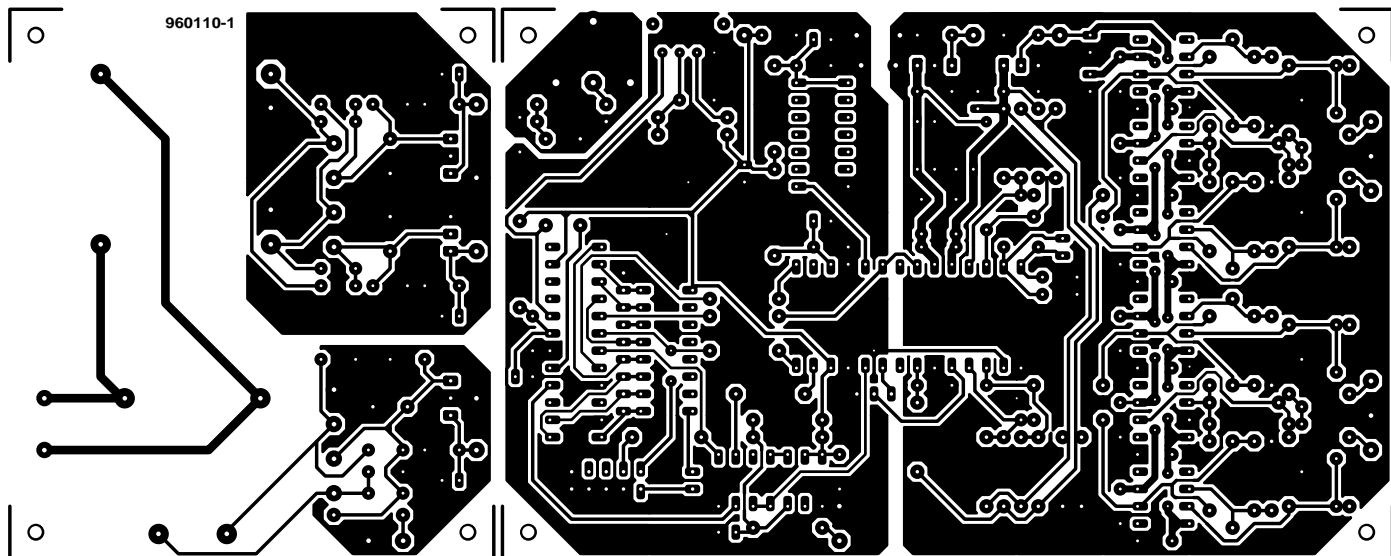
Figuur 2. De dubbelzijdige doorgemetalliseerde print voor de A/D-converter bestaat uit twee delen. Het is de bedoeling dat het voedingsgedeelte met de beide trafo's van de rest wordt afgebroken en apart wordt opgebouwd. (Print-layouts afgebeeld op 90% van ware grootte)

kast heen naar buiten steken. Daarnaast worden voor K1 en K2 XLR- (of evt. cinch-) chassisdelen gemonteerd, welke via afgeschermd kabel met de ingangspennen van de print worden verbonden. In de achterwand komt voorts ook nog een degelijke net-entree (eventueel met geïntegreerde netschakelaar), die via een onberispelijk geïsoleerde kabel op K5 wordt aangesloten.

Wanneer men op het frontpaneel een netschakelaar wenst, dan kan deze in serie worden opgenomen met de verbinding tussen de net-entree en K5.

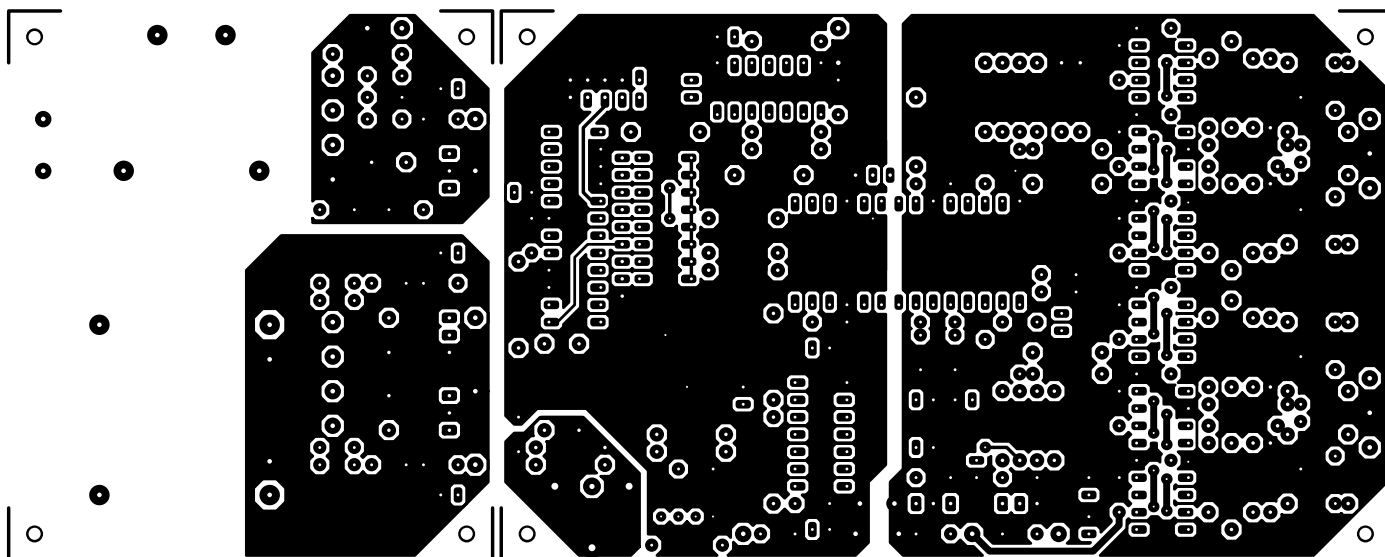
Een goede isolatie is ook hierbij natuurlijk van groot belang. In *Elektuur* is regelmatig het artikel "veiligheid" te vinden en dat bevelen we in dit verband zeer in uw aandacht aan. De verdere elementen op het frontpaneel van de kast blijven beperkt tot aan/uit-indicator D10 en reset-knop S2.

Een belangrijk detail vormt tenslotte nog de aarding van de kast. Om optimaal profijt te trekken van de afschermd werking van de metalen behuizing, dient deze namelijk beslist met de massa van de schakeling te worden verbonden. Dat kan door met



▲ soldeerzijde

▼ componentenzijde



Onderdelenlijst

Weerstanden:

R1...R4,R12...R15 = 8 × 7k87 1%
 R5,R8,R16,R19 = 4 × 1k10 1%
 R6,R7,R9,R10,R17,R18,R20,R21 = 8 × 10k0 1%
 R11,R22 = 2 × 100 k
 R23...R26 = 4 × 39Ω2 1%
 R27 = 1 × 51Ω1
 R28 = 1 × 120 k
 R29 = 1 × 100 Ω
 R30...R34 = 5 × 47 Ω
 R35 = 1 × 10 k, 8-voudige array
 R36 = 1 × 270 Ω
 R37 = 1 × 75 Ω
 R38 = 1 × 8k2
 R39 = 1 × 4Ω7
 R40 = 1 × 2k2

Condensatoren:

C1...C4,C14...C17 = 8 × 100 p/63 V Styroflex radiaal (1% steek 7,5 mm)
 C5,C6,C18,C19 = 4 × 47 p/160 V Styroflex
 C7,C20 = 2 × 120 p/160 V Styroflex
 C8...C13,C21...C26,C29,C31,C32,C34,C36...C38,C40,C42,C44,C46,C48...C50,C53,C54,C57,C59,C60,C63,C64,C71,

C73 = 35 × 100 n keramisch
 C27,C28 = 2 × 6n8/63 V Styroflex radiaal (1% steek 7,5 mm)
 C30 = 1 × 100 μ/25 V radiaal
 C33,C35,C39,C43 = 4 × 1 μ/35 V tantaal
 C41,C51,C52,C55,C56,C58,C61,C62,
 C72 = 9 × 10 μ/63 V radiaal
 C45 = 1 × 47 μ/25 V radiaal
 C47,C67...C70,C75...C78 = 9 × 47 n keramisch
 C65,C66 = 2 × 470 μ/25 V radiaal
 C74 = 1 × 1000 μ/16 V radiaal

Spoelen:

L1,L2,L3 = 3 × 47 μH

Halfgeleiders:

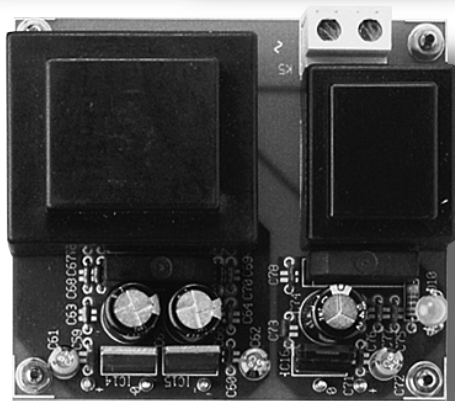
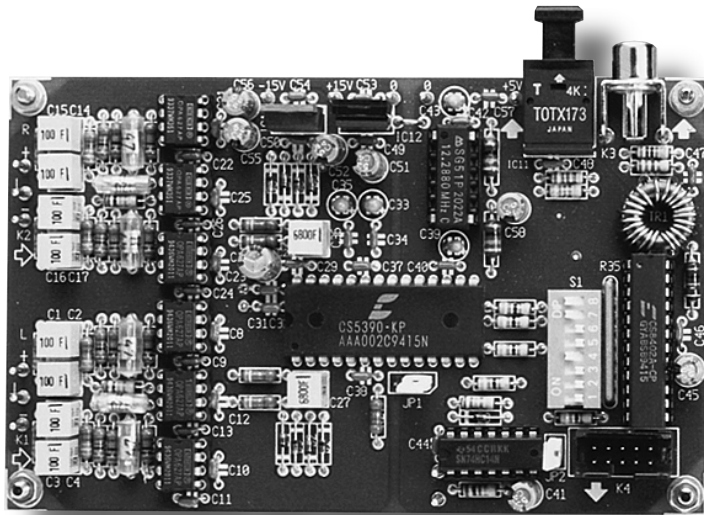
D1...D9 = 9 × BAT85
 D10 = 1 × low-current-LED
 D11,D12 = 2 × 5V6/1W3
 B1,B2 = 2 × B80C1500 (rechthoekig)
 IC1,IC2,IC4,IC5 = 4 × AD711JN (Analog Devices) *)
 IC3,IC6 = 2 × TL071CP *)
 IC7 = 1 × CS5390-KP (Crystal)
 IC8 = 1 × oscillator module 12,288 MHz, Seiko Epson type SG51P
 IC9 = 1 × 74HC14

IC10 = 1 × CS8402A (Crystal)
 IC11 = 1 × TOTX173 (Toshiba)
 IC12,IC16 = 2 × 7805
 IC13 = 1 × 7905
 IC14 = 1 × 7812
 IC15 = 1 × 7912

Diversen:

JP1 = 1 × 3-polige pinheader + jumper
 JP2 = 1 × 2-polige pinheader + jumper
 JP3 = draadbrug
 K1,K2 = 2 × XLR-bus voor chassismontage
 K3 = 1 × cinch-bus voor printmontage (bijv. Monacor T-709G)
 K4 = 1 × 10-polige boxheader
 K5 = 1 × 2-polige printkroonsteen, steek 7,5 mm
 S1 = 1 × 8-polige DIP-switch
 S2 = 1 × enkelpolige drukknop
 Tr1 = 1 × G2/3FT12, primair/secundair = 20:2, met 0,7 mm gelakte draad (≈ 40 cm nodig) *)
 Tr2 = 1 × nettrafo 2 × 15 V/4,5 VA, bijv. VTR4215 (Monacor)
 Tr3 = 1 × nettrafo 9 V/1,5 VA, bijv. VTR1109 (Monacor)
 1 print EPS 960110-I (zie EPS-pagina's)

*) zie tekst



Figuur 3. We weten niet zeker of de opdruk in de reproductie nog leesbaar is, maar in het proefmodel hebben we voor IC1...IC6 zes op-amps van het type OPA627 toegepast.

behulp van een schroefje, een soldeerlip en een stukje draad een verbinding te leggen tussen de bodem van de kast en bijvoorbeeld de massapen van K1 of K2. Ook draadbrug JP3 is uitstekend bruikbaar als centraal massapunt.

Als u tot slot ook nog het bij dit artikel afgedrukte identificatieplaatje achter op de kast plakt, dan voldoet u ook in formeel opzicht aan de veiligheidseisen.

TOEPASSING

Gelet op de kwaliteiten van de converter, is het toepassingsbereik nagenoeg onbegrensd. De schakeling kan op al die plaatsen worden ingezet waar aan de A/D-conversie de hoogste eisen worden gesteld. Een van de toepassingen waar het eerst aan gedacht kan worden, is om de schakeling te gebruiken als upgrade voor een willekeurige DAT-recorder; de hier toegepaste symmetrische ingangen maken dat zondermeer mogelijk. Zij die de benodigde uitrusting bezitten om op

digitaal niveau te mengen, kunnen eventueel meerdere A/D-converters inzetten om zo met één DAT-recorder een master-opname te maken.

Ook de combinatie met de in oktober gepubliceerde "sample-rate-converter" opent interessante perspectieven. Op die manier is het bijvoorbeeld mogelijk om analoge opnamen te maken met een aan de CD-standaard aangepaste sample-rate. In principe kan dat ook al zonder tussenkomst van de sample-rate-converter; wanneer namelijk de klokfrequentie van de CS5390 wordt gewijzigd van 12,288 MHz in 11,2896 MHz, ontstaat direct een sample-rate van 44,1 kHz. De sample-rate-converter biedt echter de extra mogelijkheid om de 20-bit-data te converteren naar een 16-bit-formaat, waarbij door de "psycho-akoestische" noise-shaping een resolutie van 18 bits wordt bereikt. (960110)

We danken Crystal-importeur Alcom Electronics voor de verleende ondersteuning bij dit project

ELEKTUUR		□
230V ~	50Hz	
No. 960110		
P = 9VA2		