

ELV[®] journal

Mit Platinenfolien

4/97 Aug/Sept. Fachmagazin für angewandte Elektronik 7,80 DM

Mehr Wissen in Elektronik

So funktioniert's

**Elektrosmog -
der Gesundheits-GAU?**

Digitale Fotografie
Wie's funktioniert,
was der Markt bietet,
was es kostet

**Praxis!
Tip**

Technik mobil

**Der elektronische Schlüssel -
Fahr- und Zugangsberechtigungs-
systeme im Kfz**

Praktische Schaltungstechnik

**Universal-
Filterschaltungen**

Bauelemente-Info

**150W-Audioverstärker
für exzellente Klangqualität**



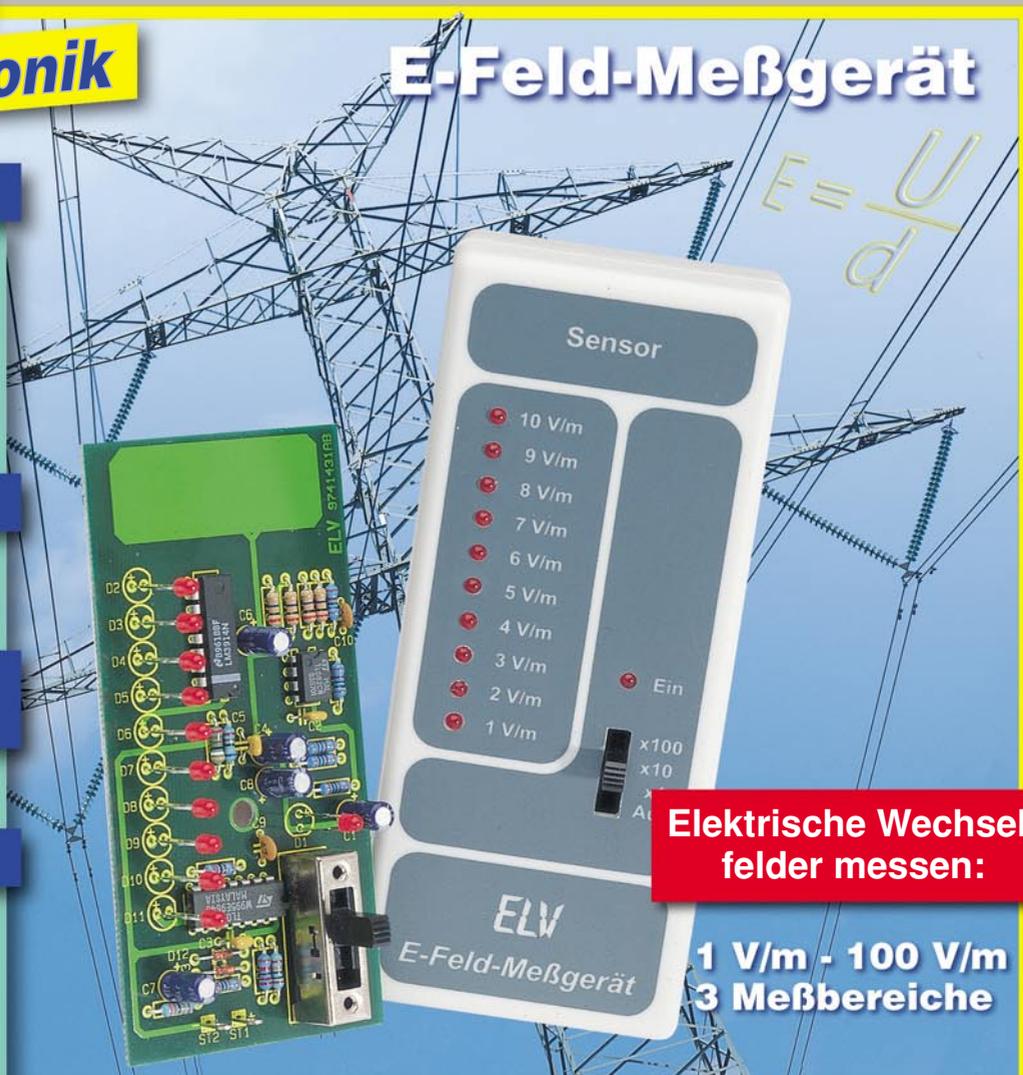
Elektronik-Grundlagen

**EMV - Elektromagnetische
Verträglichkeit**

Die Röhren

DSP - Digitale Signal-
Prozessoren

E-Feld-Meßgerät



**Elektrische Wechsel-
felder messen:**

**1 V/m - 100 V/m
3 Meßbereiche**

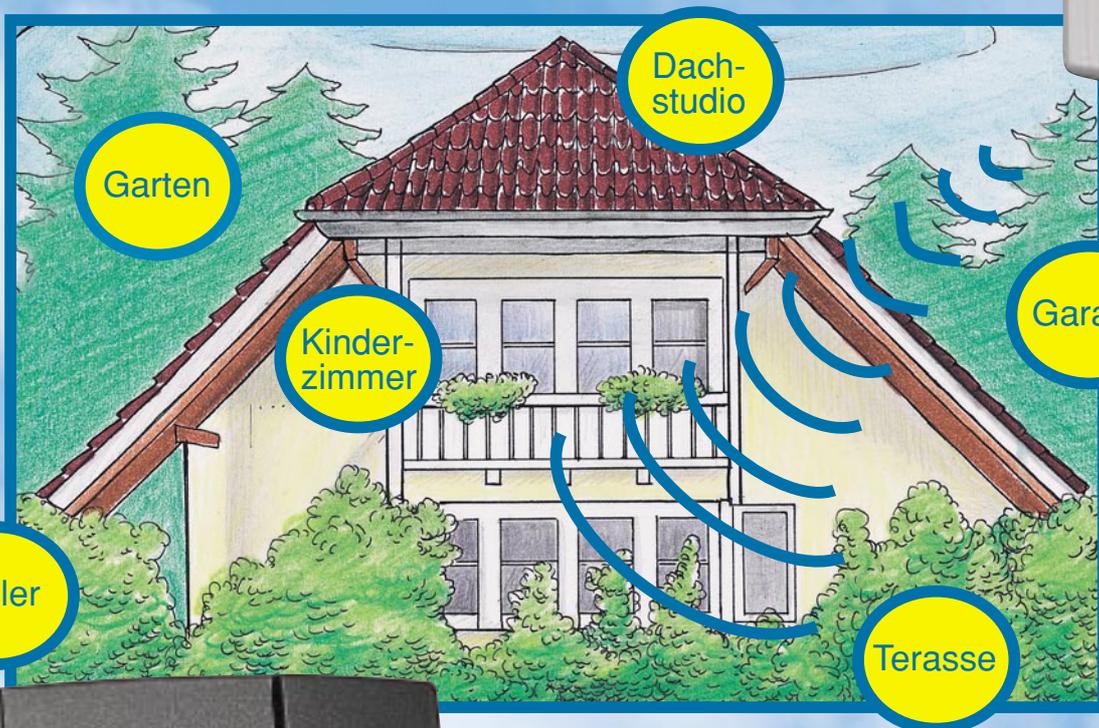
PC-Technik

- E-Feld-Meßgerät
- Hochfrequenz-Generator
- 12V-Modellbau-Schnellladegerät
- Einschaltoptimierung für Großverbraucher bis 4 kW
- I²C-Tastatur-Board
- PC-DCF-Funkuhr
- Audio-Video-Kabeltester
- Das Labor im PC - Signal-generator „AudioWave“ nutzt Soundkarte

Mini-Schaltungen: schnell • nützlich • preiswert

PIN-Dioden-Schalter • NF-Signalgenerator • Sensor-Taste
Mikrofonaufschaltung • Entstörfilter für Modellbau

Funkthermometer



▲ Sendemodul

mit integrierter Temperaturanzeige überträgt die Meßdaten per Funk zur Basisstation



Ohne Verkabelung Temperaturen messen, wo immer Sie wollen!

- 30 m Reichweite im Freifeld
- Funkübertragung durch Wände
- Innen- / Außentemperatur + Uhrzeit auf einem Blick
- große deutliche Anzeigen
- speichert Min.- / Max.-Werte
- mit DCF-Funkuhr

Plazieren Sie das Sendemodul ohne lästiges Kabelziehen dort, wo Sie es gerade brauchen. Alle 10 Minuten erfolgt die Funkübertragung der aktuellen Temperatur an die mobile Basisstation und kann dort, genauso wie die genaue Uhrzeit, auf dem großen 3fach-Display bequem abgelesen werden.

◀ Basisstation

Set **79,-**

1 Basisstation (o. Batterien)
1 Sendemodul inkl. Batterien
Best.Nr.: 34-282-85

Batterien für Basisstation (2 Stück Mignon erforderlich)
Best.Nr.: 34-118-28 per Stck. 1,45

Technische Daten Basisstation:

3fach-LC-Display 35x73 mm, 13 mm Zifferhöhe, umschaltbar °C/°F, Meßintervall 10 s, Temperaturbereich -30°C bis +70°C, Auflösung 0,1°C, Genauigkeit ca. 1°C, Batteriewechselanzeige, Dual Mode: Funk- und Quarzuhr mit manueller Zeiteinstellung. Abmessungen (BxHxT): 90x125x30mm.

Technische Daten Sendemodul:

Meßintervall 30 s, Temperaturbereich -30°C bis +70°C, spritzwassergeschütztes Gehäuse mit zugehöriger Wandhalterung und Schrauben. Abmessungen (BxHxT): 57x80x24 mm.



Elektrosmog

Gefahr erkannt - Gefahr gebannt?

Wohl kaum ein anderes „Energie“-Thema neben der Atomenergie beschäftigt Bevölkerung und Medien derzeit mehr als die zunehmende Angst vor Elektrosmog - diesem unsichtbaren, nicht riechbaren und schwer begreifbaren Phänomen unserer modernen, bequemen, förmlich elektrisierten Zeit.

Es gibt genug zu lesen darüber, vor allem in der Presse, die sich am besten auf die Geschichten derer von Monaco versteht. Resultat dieser „Aufklärung“ ist Hysterie, die sich mehr und mehr breit macht.

Zweifellos sind die zunehmenden Auswirkungen elektrischer und magnetischer Felder in unserem Leben präsent und es gibt genug Menschen, die elektrosensibel sind und den Einfluß elektromagnetischer Felder förmlich am eigenen Körper spüren. Auch deshalb streiten Industrie, Umweltschützer und Politiker seit Jahren über Grenzwerte und Gesetze.

Daß die möglichen schädlichen Einflüsse elektromagnetischer Felder nicht ganz aus der Luft gegriffen sind, beweisen zahlreiche Untersuchungen integrierter Wissenschaftler, aber auch Maßnahmen der Geräteindustrie wie die Schaffung von Normen zur Begrenzung schädlicher Abstrahlungen bei Computermonitoren oder die ersten Handys, deren Antenne sich im Gehäuse befindet und gegen den Kopf abgeschirmt ist.

Auf der anderen Seite gibt es die erwähnte Hysterie, die darin gipfelt, daß Handys in einigen deutschen Städten schon in Bussen und Bahnen verboten sind, die sich täglich durch den dicksten elektromagnetischen Störnebel bewegen müssen, den man sich nur denken kann - im Gegensatz dazu zeigt ein Blick nach Hongkong, daß jede Hausfrau ein Handy wie selbstverständlich ohne Ängste benutzt.

Daß dieses Thema auch sachlich und wissenschaftlich fundiert diskutiert werden kann, soll unser Schwerpunktbeitrag „Elektrosmog - der Gesundheitsgau?“ ab Seite 70 dieser Ausgabe zeigen, das selbstverständlich auch das Thema EMV nicht außen vor läßt. Wir konnten einige der kompetentesten Köpfe Deutschlands zum Thema Elektrosmog und Elektrosensibilität gewinnen, ihre Erfahrungen für Sie mitzuteilen.

Und da wir praktizierende Elektroniker sind, bieten wir Ihnen nach dem ELV-H-Feld-Meßgerät im "ELVjournal 3/97" in dieser Ausgabe die Bauanleitung für ein Äquivalent zur exakten Messung elektrischer Felder - das ELV-E-Feld-Meßgerät - ganz nach dem Prinzip, daß man tunlichst umgehen sollte, was schaden könnte.

In diesem Sinne denken wir, daß wir Ihnen mit diesem Heft wieder einmal einen lebensnahen Nutzwert in die Hand geben, der Ihnen einen erheblichen, praktisch handhabbaren Wissensvorsprung zur sensiblen Thematik Elektrosmog sichert.

Ihr ELV-Team

Meßtechnik

- ▶ E-Feld-Meßgerät 65
- 1000MHz-Hochfrequenz-Generator 80
- PIN-Dioden-Schalter 84

Stromversorgungen

- Einschaltoptimierung für Großverbraucher ... 22

PC-Hardware

- ⌘C-Tastatur-Board 46
- PC-DCF-Funkuhr 54
- PC-Audio-Video-Kabeltester 56

PC-Software

- PC-NF-Signalgenerator 58

Audiotechnik

- ▶ NF-Signalgenerator 8
- ▶ Mikrofonaufschaltung 33

Hobby und Freizeit

- ▶ Sensor-Taste 48
- 12V-Modellbau-Schnelladegerät 50

Modellbau

- ▶ Universal-Entstörfilter für Elektromotoren 12

Elektronik-Grundlagen

- Digitale Ein/Ausgabebaugruppe für die ELV-DSP50-Karte 41
- EMV - elektromagnetische Verträglichkeit 62

Praktische Schaltungstechnik

- ▶ Universal-Filterschaltungen 28

ELV-Serien

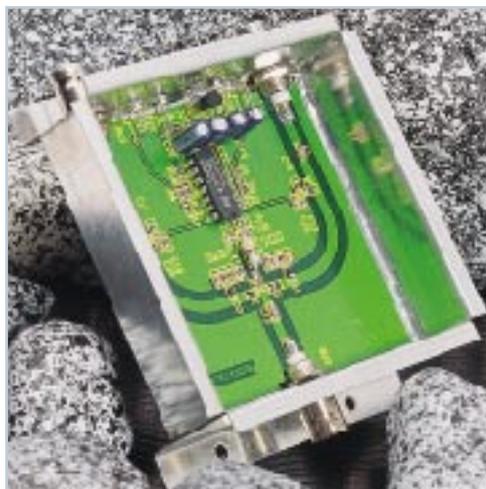
- So funktioniert's:
- Digitale Schnappschüsse 16
- Bauelemente-Info:
- ▶ 150W-Audioverstärker 25
- Technik mobil: Der elektronische Schlüssel - Fahr- und Zugangsberechtigungs-systeme im Kfz 36
- Elektromog - der Gesundheits-GAU? 70
- Röhrentechnik in Theorie und Praxis, Teil 4 .. 76

Rubriken

- ELV-Intern 3
- Platinenlayouts 67
- Die Neuen/ELV-Produktangebote 89
- Bestellhinweise, Kundendienst, Impressum.. 115
- Vorschau auf die nächste Ausgabe 116
- ▶ **besonders leicht nachbaubar**



▲ **E-Feld-Meßgerät**
zur Messung elektrischer Wechselfelder
Seite 65



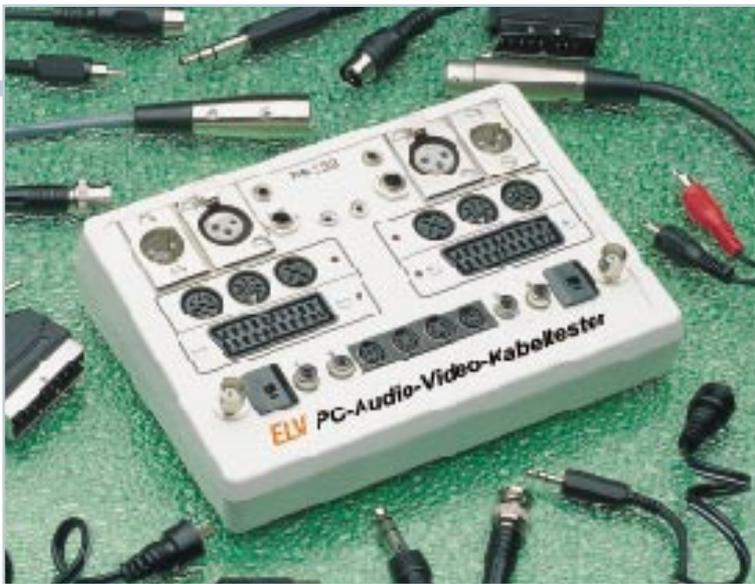
◀ **PIN-Dioden-Schalter**
für den Frequenzbereich von
10 MHz bis 1,8 GHz
Seite 84



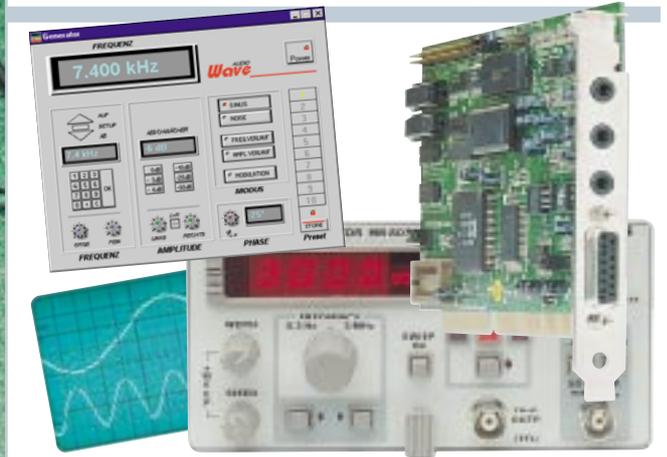
▲ **1000MHz-Hochfrequenz-Generator**
0,1 Hz bis 1000 MHz, amplituden- und frequenzmodulierbar
Seite 80



▶ **Einschaltoptimierung für Großverbraucher**
bis 4000 VA
Seite 22



▲ **PC-Audio-Video-Kabeltester**
prüft und identifiziert alle gängigen Audio- und Video-Kabel
Seite 56

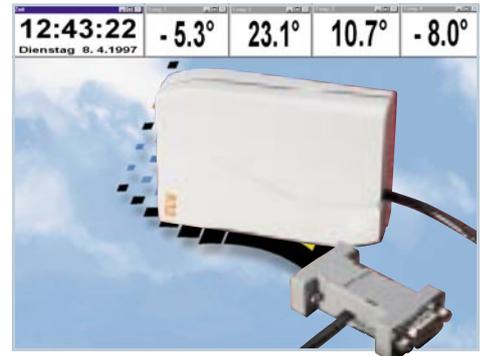


▲ **PC-Soundkarte als NF-Signalgenerator**
Eine innovative Software-Hardwarelösung Seite 58

▶ **I²C-Tastatur-Board**
16 Tasten über den I²C-Bus auslesen
Seite 46



▶ **PC-DCF-Funkuhr**
mit Funk-Temperaturmessung
Seite 54



◀ **Mikrofon-aufschaltung MA1000**
Zum auto-matischen Ein- und Ausblenden
Seite 33



▲ **Universal-Entstörfilter EF540**
für Modellbau-Motoren der 540-Baureihe Seite 12

▼ **150W-Audioverstärker der Spitzenklasse**
mit monolithischem Verstärker-Baustein Seite 25



◀ **12-Bit AD-Wandler für den DSP50**
mit Lichtwellen-Leiter-Anschluß
Seite 41

▼ **NF-Signalgenerator**
für Frequenzen von 10 Hz bis 100 kHz Seite 8



▼ **Modellbauschnelladegerät für 12-Betrieb**
6- und 7zellige Antriebsakkus „intelligent“ laden Seite 50



▲ **Sensor-Taste**
Schalten ohne bewegliche Teile
Seite 48

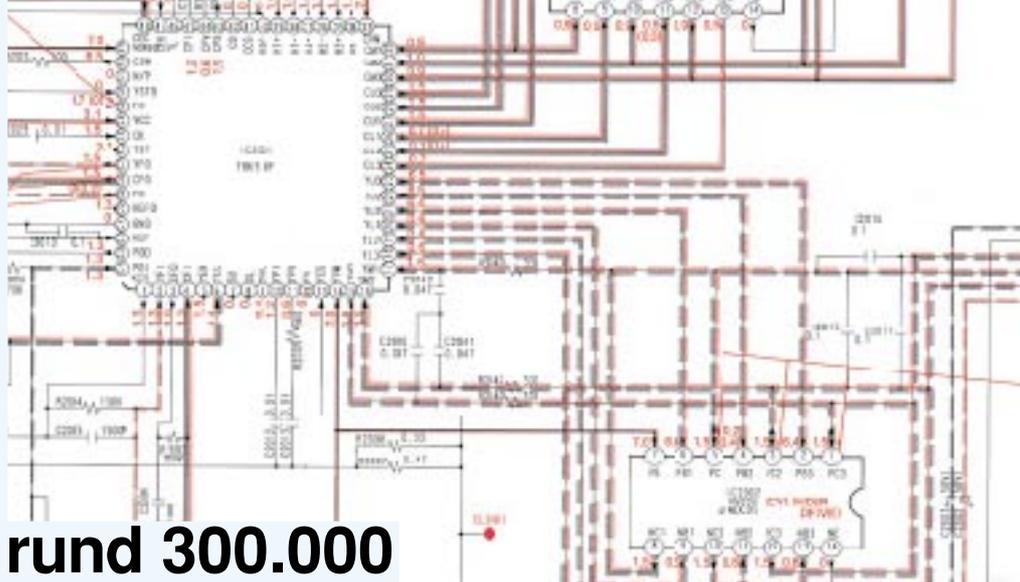
ELV-Schaltungsservice

Die Original-Hersteller-Unterlagen (Schaltbild und Bedienungsanleitung) von fast allen in Europa erhältlichen Geräten der Unterhaltungselektronik sind jetzt bei ELV erhältlich.

In Zusammenarbeit mit Europas größter Schaltungsdatenbank können Unterlagen von rund 300.000 verschiedenen Produkten bezogen werden. Das Angebot umfaßt aktuelle Geräte ebenso wie ältere Modelle und reicht bei den in Deutschland produzierten Geräten teilweise bis in die 20er Jahre zurück.

Bei einer Anfrage oder Bestellung nennen Sie uns bitte den Hersteller und die Gerätetypenbezeichnung, die Sie üblicherweise auf dem Typenschild an der Gehäuserückseite oder dem Batteriefachdeckel finden.

Unter der untenstehenden Rufnummer informieren wir Sie gerne über dieses neue Serviceangebot und die individuellen Bezugsmöglichkeiten. Oder nutzen sie ganz einfach die beigeheftete Bestellkarte (die Angabe einer Bestellnummer ist in diesem Fall nicht erforderlich).



rund 300.000 Original-Hersteller-Unterlagen

<u>HiFi</u>		<u>Fernseher</u>	32, ⁵⁰	<u>Sat-Receiver</u>	25, ⁷⁰
(inkl. Mini-Anlagen und Audio mit CD)	23, ⁵⁰	<u>Videorecorder</u>	49, ⁵⁰	<u>PC-Monitore</u>	25, ⁷⁰
<u>Audio (übrige)</u>	15, ⁹⁵	<u>Camcorder</u>	51, ⁵⁰	<u>Handy</u>	
				<u>Bedienungsanleitung</u>	21, ⁵⁰

Es gelten die o. g. Preise pro 1 Satz Unterlagen zuzüglich einer Versandkostenpauschale von 4,40. Bitte beachten Sie, daß Schaltungsunterlagen und Bedienungsanleitungen vom Umtausch ausgeschlossen sind.

Bei einer Anfrage nennen Sie uns bitte den Hersteller und die Typenbezeichnung

Tel.: 0491 / 6008-413

Fernstudium

Staatl. geprüft

Computer-Techniker Fernseh-Techniker Elektronik-Techniker

Berufe mit Zukunft! Praxisgerechte, kostengünstige und gründliche Ausbildung für jedermann ohne Vorkenntnisse. Teststudium unverbindlich. Info-Mappe kostenlos.

FERNSCHULE WEBER
Abt. 518

D-26192 Großenkneten - PF 21 61
Tel. 04487/263 - Fax 04487/264

hagenuk-DECT-HomeHandy clou

Digitales schnurloses Telefon nach DECT-Standard, das heißt störungsfrei, abhörsicher und digitale Sprachqualität. Für den einfachen Anschluß an Ihre TAE-Steckdose, an TK-Anlagen etc.

Das digitale HomeHandy bietet neben DECT weitere interessante Eigenschaften wie den möglichen Ausbau zu einer kleinen, drahtlosen Haustelefonanlage mit bis zu 4 Handys.

Weitere Leistungsmerkmale:

- „lange“ Flashtaste (226 ms) zur Nutzung der neuen, digitalen Leistungsmerkmale der Telekom
- 10 Rufnummernspeicher
- Gesprächsdaueranzeige

- Wahlwiederholung der letzten 5 Rufnummern
 - Vermitteln von Gesprächen zwischen den Mobilteilen möglich
 - Hörerlautstärke einstellbar
 - Stand-by-Zeit bis zu 40 h
 - Gesprächszeit bis zu 5 h
 - Anzeige des Akkuladestatus
 - intelligentes Akkumanagement
 - Standard-Akkuzellen Typ Mignon verwendbar
 - Tonruf-Lautstärke und -Melodie programmierbar
 - Reichweite im Freien bis zu 300 m, in Gebäuden bis 50 m
- Lieferung als Set: Basisstation mit Steckernetzteil, Anschlußkabel und Handy inkl. Akkusatz.
Best.Nr.: 34-257-23 .. 249,-



hagenuk-DECT-HomeHandy clou

ELV Der Elektronik-Spezialist • Postfach 1000 • 26787 Leer
Telefon-Nr.: 0491 - 600 888 • Fax-Nr.: 0491 - 7016



NF-Signalgenerator SG 1000

Konzipiert für den Einsatz im Hobbybereich liefert der Signalgenerator SG 1000 besonders saubere Sinusspannungen mit einem Klirrfaktor von < 0,02% und Rechtecksignale mit einstellbarem Puls/Pausenverhältnis. Die Frequenz des SG 1000 ist zwischen 10 Hz und 100 kHz einstellbar.

Allgemeines

Signal- und Tongeneratoren sind für Prüf- und Einstellarbeiten an Audio- und Meßgeräten besonders wichtige Hilfsmittel und gehören zur Grundausstattung eines Hobbylabors. Bezüglich der Signalform werden dabei oft hohe Anforderungen an einen Sinus-Generator gestellt, die

mit einfachen Funktionsgeneratoren nicht zu erfüllen sind.

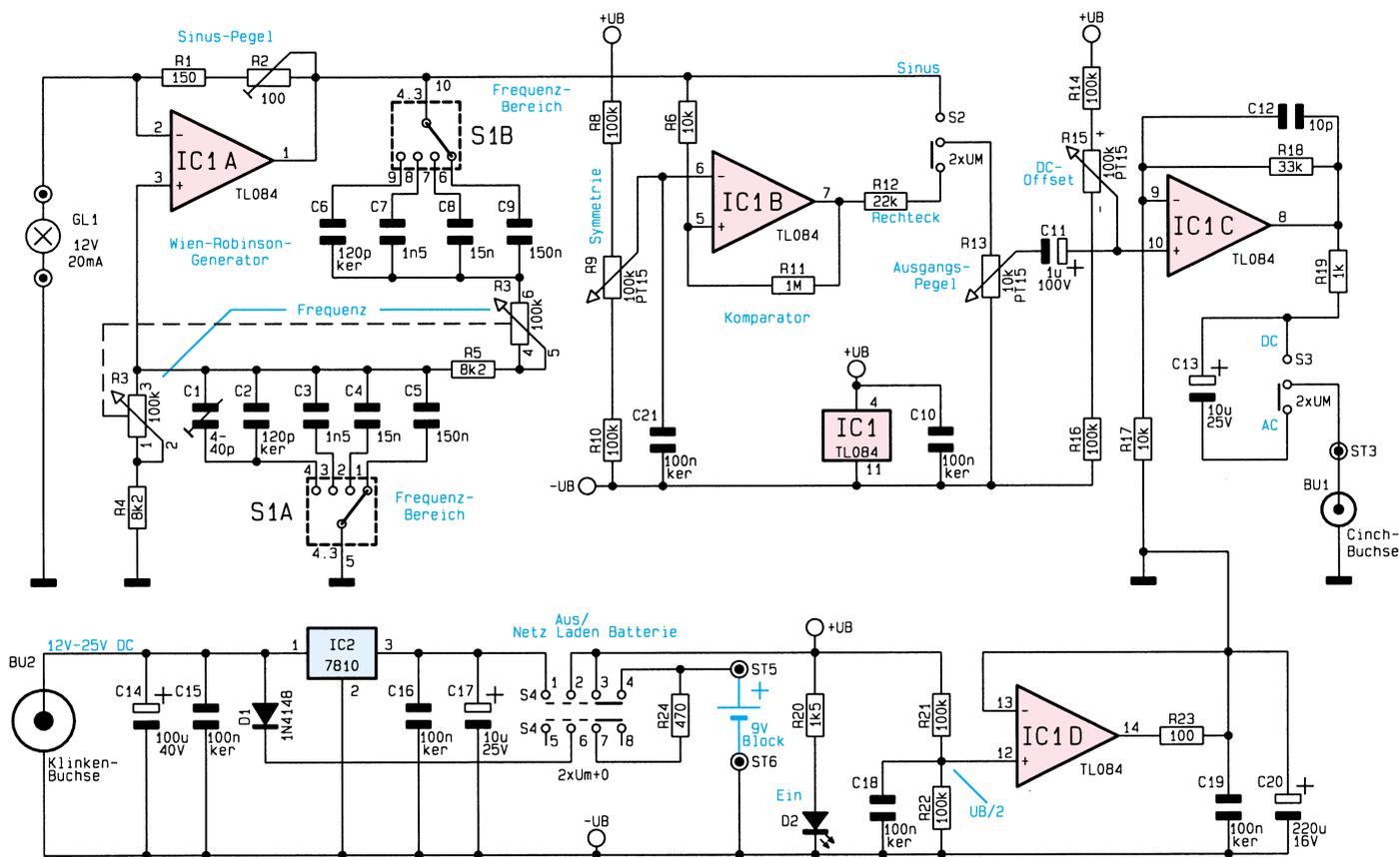
Die hier vorgestellte, mit wenig Aufwand zu realisierende Schaltung arbeitet als „echter“ Sinus-Generator und liefert sehr geringe Verzerrungen. Der Klirrfaktor des SG 1000 ist kleiner als 0,02%, gemessen bei 400 Hz und 1 kHz.

Neben sinusförmigen Spannungen kann der SG 1000 Rechtecksignale mit einstell-

barem Puls/Pausenverhältnis zwischen 10 Hz und 100 kHz liefern.

Die Frequenz des Generators ist in vier Dekaden schaltbar und innerhalb der Dekaden stufenlos mit einem Poti einstellbar. Weiterhin ist der Ausgangspegel des SG 1000 stufenlos bis max. 6 V_{SS} einstellbar.

Zur Spannungsversorgung kann wahlweise ein unstabiliertes 12V-Steckernetz-



974181101A

Bild 1: Schaltbild des NF-Signalgenerators

teil oder eine 9V-Blockbatterie dienen. Für den Einsatz eines 9V-Blockakkus ist bei ausgeschaltetem Generator eine Lademöglichkeit aus dem Steckernetzteil vorhanden.

Neben dem Hobbylabor ist der in einem kleinen Kunststoffgehäuse untergebrachte Generator auch für den mobilen Einsatz geeignet.

Schaltung

In Abbildung 1 ist die Schaltung unseres mit wenig Aufwand realisierten NF-Generators zu sehen. Die gesamte Schaltung wurde mit einem einzigen 4fach-Operationsverstärker des Typs TL084 realisiert. Der Operationsverstärker IC 1 A bildet den eigentlichen Generator, der nach dem Prinzip der Wien-Brückenschaltung arbeitet.

Das Funktionsprinzip beruht, wie allgemein bei Generatoren üblich, auf einem Verstärker mit Rückkopplung zwischen Ausgang und Eingang. Der Generator kann nur schwingen, wenn die Amplitudenbedingung und die Phasenbedingung erfüllt sind, d. h. bei einem Ringdurchlauf die Verstärkung 1 und die Phasenverschiebung 0° bzw. 360° beträgt (Mitkopplung).

Die Ringverstärkung ergibt sich aus dem Verstärkungsfaktor V des Verstärkerzweigs und dem Teilungsfaktor K des Rückkopplungsnetzwerkes.

Durch frequenzbestimmende Glieder im Rückkopplungsweig darf bei Sinus-Generatoren die Schwingbedingung nur für eine einzige Frequenz erfüllt sein. Wird die Ringverstärkung größer als 1, fährt der Verstärker in die Begrenzung, und bei geringerer Verstärkung reißt die Schwingung ab.

Bei unserem RC-Generator befinden sich als frequenzbestimmende Bauelemente ein Hochpaß und ein Tiefpaß im Rückkopplungsweig. Beide RC-Glieder erzeugen nun eine frequenzabhängige Phasenverschiebung des Verstärkerausgangssignals, die sich jedoch bei einer Frequenz gegenseitig aufheben. Die Phasenbedingung ist somit wieder erfüllt, wenn die Phasenver-

schiebung des Hochpasses exakt durch die Phasenverschiebung des Tiefpasses aufgehoben wird.

Kehren wir nun zu unserem mit IC 1 A aufgebauten, nicht-invertierenden Verstärker zurück. Die Verstärkung wird bestimmt durch die Widerstände R_1 und R_2 sowie den Widerstand der zur Arbeitspunktstabilisierung dienenden Glühlampe GL_1 . Die Glühlampe sorgt für ein sicheres Anschwingen des Generators, da im Einschaltmoment $K \times V$ geringfügig größer als 1 ist. In der Nähe der Aussteuerungsgrenze sinkt die Ringverstärkung dann geringfügig unter 1.

Der Hochpaß im Rückkopplungsweig wird durch die umschaltbaren Kapazitäten

Technische Daten: NF-Signalgenerator SG 1000

Signalformen:	Sinus, Rechteck
Ausgangsfrequenz:	stufenlos einstellbar von 10 Hz bis 100 kHz
Frequenzbereiche:	10 Hz bis 100 Hz, 100 Hz bis 1 kHz, 1 kHz bis 10 kHz 10 kHz bis 100 kHz
NF-Ausgangspegel: ...	stufenlos einstellbar von 0 bis $6V_{SS}$ (bei offenem Ausgang)
Ausgangsimpedanz:	1 k Ω
Klirrfaktor:	<0,02% (1 kHz, 400 Hz)
Signalauskopplung:	wahlweise DC oder AC
DC-Offset:	± 2 V einstellbar
Symmetrie des Rechtecks:	stufenlos einstellbar
Spannungsversorgung:	12V-Steckernetzteil oder 9V-Blockbatterie
Stromaufnahme:	< 20 mA mit Steckernetzteil, < 15 mA mit 9V-Blockbatterie
Abmessungen (LxBxH):	135 x 90 x 33 mm

C 6 - C 9 in Verbindung mit R 5 und dem Tandempoti R 3 B gebildet, während C 1 bis C 5, R 3 A und R 4 für den Tiefpaß zuständig sind.

Die Ausgangsfrequenz des Generators ist nun mit S 1 in 4 Dekaden schaltbar und mit Hilfe des Tandempotis R 3 innerhalb einer Dekade stufenlos einstellbar.

Da sich im obersten Frequenzbereich bereits parasitäre Kapazitäten auswirken, ist die Kapazität des Tiefpasses mit C 1 abgleichbar.

Die an Pin 1 des Verstärkers mit sehr sauberer Signalform anstehende Sinusspannung wird zum einen dem Umschalter S 2 und zum anderen über R 6 dem nicht-invertierenden Eingang des Komparators IC 1 B zugeführt. Dieser Komparator wandelt nun das Sinussignal in ein frequenzproportionales Rechtecksignal um.

Die Symmetrie des Rechtecksignals ist vom einstellbaren Gleichspannungspegel am nicht-invertierenden Eingang abhängig, und der Widerstand R 11 im Rückkopplungszweig sorgt in Verbindung mit R 6 für eine Schalthysterese.

Über den zur Amplitudenanpassung dienenden Widerstand R 12 wird das Rechtecksignal ebenfalls auf den Umschalter S 2 gegeben. Vom Umschalter gelangt nun wahlweise das Sinussignal oder das Rechtecksignal zum Poti R 13, mit dem der Ausgangspegel einstellbar ist.

Die Verstärkung des mit IC 1 C aufgebauten nicht-invertierenden Ausgangsverstärkers wird durch die Widerstände R 17 und R 18 bestimmt. Der Arbeitspunkt und somit der Gleichspannungs-Offset ist mit R 15 einstellbar, während das Signal über den zur galvanischen Entkopplung dienenden Elko C 11 auf den nicht-invertierenden Eingang des OPs gekoppelt wird.

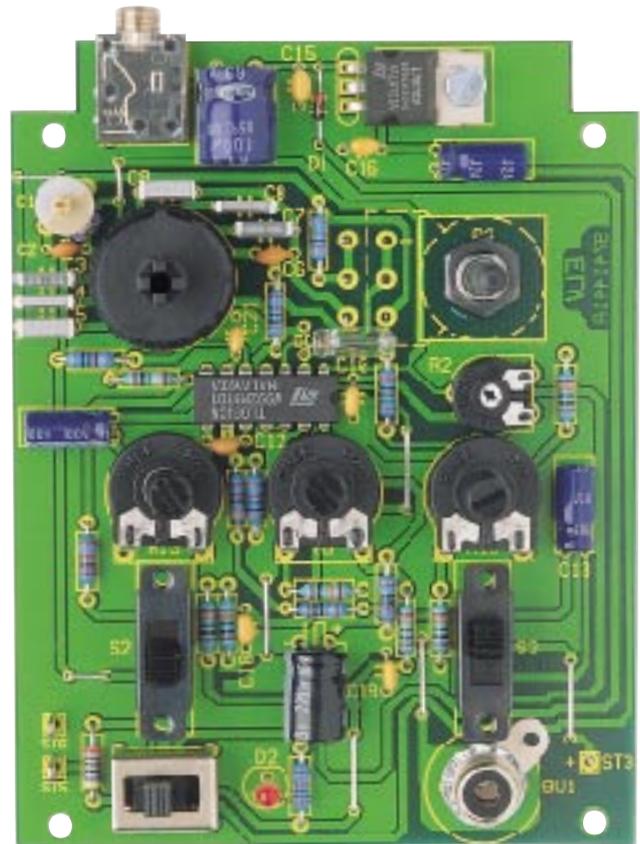
Das an Pin 8 des IC 1 C anstehende Ausgangssignal wird über R 19 direkt und über C 13 gleichspannungsmäßig entkoppelt dem Umschalter S 3 zugeführt. An der Ausgangsbuchse BU 1 steht das Signal somit wahlweise auf Schaltungsmasse bezogen oder galvanisch entkoppelt zur Verfügung.

Die Spannungsversorgung des NF-Generators erfolgt entweder aus einem unstabilierten 12V-Steckernetzteil oder aus einer 9V-Blockbatterie. Das Steckernetzteil ist an der Klinkenbuchse BU 2 anzuschließen.

Die unstabilierte Spannung gelangt zunächst auf den Puffer Elko C 14 und Pin 1 des 10V-Festspannungsreglers IC 2. Am Ausgang des Spannungsreglers steht dann eine stabilisierte Spannung von 10 Volt zur Schaltungsversorgung bereit. Die Kondensatoren C 15 - C 17 dienen zur Stabilisierung und Schwingneigungsunterdrückung.

Mit Hilfe des 3stufigen Schiebeschalters S 4 erfolgt die Umschaltung zwischen

Fertig aufgebaute Platine des NF-Signalgenerators SG 1000



Stückliste: NF-Signalgenerator

Widerstände:

100Ω	R23
150Ω	R1
470Ω	R24
1kΩ	R19
1,5kΩ	R20
8,2kΩ	R4, R5
10kΩ	R6, R17
22kΩ	R12
33kΩ	R18
100kΩ ..	R8, R10, R14, R16, R21, R22
1MΩ	R11
PT10, liegend, 100Ω	R2
PT15, liegend, 10kΩ	R13
PT15, liegend, 100kΩ	R9, R15
Stereo-Poti, 4mm, 100kΩ	R3

Kondensatoren:

10pF/ker	C12
120pF/ker	C2, C6
1,5nF	C3, C7
15nF	C4, C8
100nF/ker	C10, C15, C16, C18, C19, C21
150nF	C5, C9
1µF/100V	C11
10µF/25V	C13, C17
100µF/40V	C14
220µF/16V	C20
C-Trimmer, 4-40pF	C1

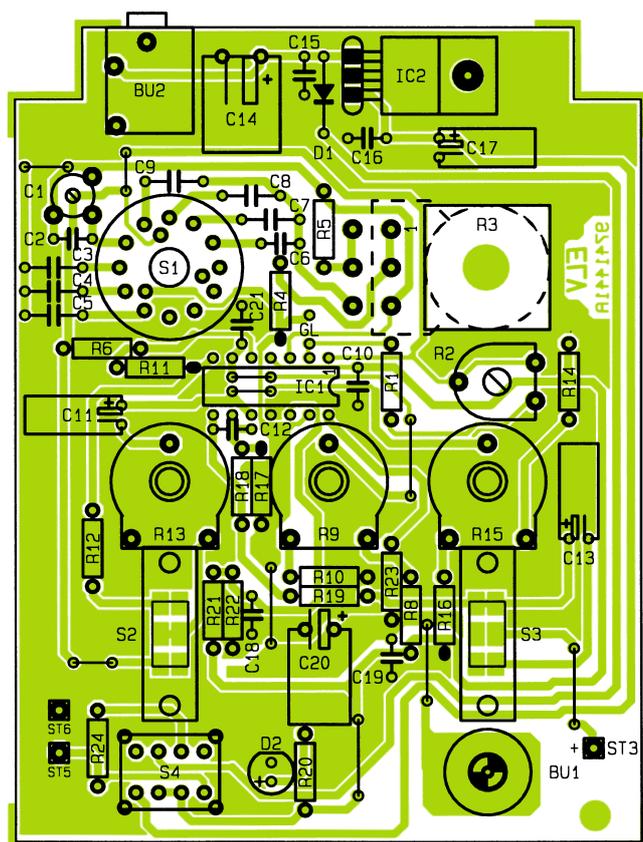
Halbleiter:

TL084	IC1
-------------	-----

7810	IC2
1N4148	D1
LED, 3mm, rot	D2

Sonstiges:

Glimmlampe, 12V/20mA	GL1
Cinch-Einbaubuchse	BU1
Klinkenbuchse, 3,5 mm, mono, print	BU2
Miniatur-Präzisionsdreh- schalter, 3 x 4 Stellungen	S1
Schiebeschalter, 2 x um	S2, S3
Print-Schiebeschalter, 2 x um mit Mittelstellung	S4
Lötstifte mit Lötöse	ST5, ST6
1 Zylinderkopfschraube, M3 x 6 mm	
1 Mutter, M3	
1 Fächerscheibe, M6	
3 Steckachsen für PT15, 6 x 23 mm	
4 Drehknöpfe, 12 mm, grau, für 6 mm Achse	
1 Drehknopf, 12 mm, grau, für 4 mm Achse	
5 Knopfkapfen, 12 mm, grau	
5 Pfeilscheiben, 12 mm, grau	
4 Distanzrollen, M3 x 10 mm	
4 Polyamidscheiben, 1,5 mm	
1 Gehäuse, bedruckt und gebohrt	
30 cm Schaltdraht, blank, versilbert	
4 Knipping-Schrauben 2,9 x 18 mm	
1 Batterieclip, 9 V	
5 Gewindestifte M3 x 4 mm	



Bestückungsplan des NF-Signalgenerators SG 1000

Netz- und Batteriebetrieb.

In Schaltermittelstellung ist der Generator ausgeschaltet. In dieser Schalterstellung besteht zusätzlich die Möglichkeit, einen 9V-NC-Blockakku aus dem Steckernetzteil nachzuladen. Die Diode D 1 darf daher nur bei Akkubetrieb bestückt werden.

Da für den Betrieb des NF-Generators eine Plus-/Minus-Spannung erforderlich ist, wird mit IC 1 D und externer Beschaltung ein „künstliches Massepotential“ erzeugt. Als Referenzpotential dient der Abgriff am Spannungsteiler R 21, R 22, der auf halber Betriebsspannung liegt. Der Operationsverstärker IC 1 D arbeitet lediglich als Spannungsfolger. Während R 23 eine kapazitive Belastung des OP-Ausgangs verhindert, puffert C 20 die halbe Betriebsspannung (d. h. die Schaltungs-masse).

Nachbau

Dank einer übersichtlich gestalteten Leiterplatte ist der praktische Aufbau dieses interessanten Niederfrequenzgenerators besonders einfach und unkompliziert.

Innerhalb des Gerätes sind keine Verdrahtungsarbeiten vorzunehmen. Bei der Bestückung der einzelnen Komponenten halten wir uns genau an die Stückliste und den Bestückungsplan. Des weiteren dient der Bestückungsdruck auf der Leiterplatte als Orientierungshilfe.

Es ist sinnvoll bei der Bestückung mit

den niedrigsten Komponenten, das sind in unserem Fall 10 Brücken aus versilbertem Schaltaht, zu beginnen.

Die Anschlußbeinchen der nachfolgend zu bestückenden Widerstände sind entsprechend dem Rastermaß abzuwinkeln, durch die zugehörigen Bohrungen der Platine zu führen und an der Lötseite leicht anzuwinkeln. Das Verlöten kann in einem Arbeitsgang erfolgen, und die überstehenden Drahtenden sind direkt oberhalb der Lötstelle abzuschneiden.

Zum Anschluß des 9V-Batterieclip sind 2 Lötstifte mit Öse stramm in die zugehörigen Platinenbohrungen zu pressen und zu verlöten.

Es folgen im nächsten Arbeitsschritt die Folien- und die Keramikcondensatoren, die mit beliebiger Polarität einzulöten sind.

Der Festspannungsregler IC 2 ist vor dem Verlöten der Anschlußbeinchen liegend auf die Platine zu montieren.

Die Bestückung der Elektrolytkondensatoren folgt in liegender Position. Dabei ist unbedingt die korrekte Polarität zu beachten. Ebenfalls ist die Glühlampe GL 1 liegend zu bestücken.

Danach wird der 4fach-Operationsverstärker IC 1 so eingebaut, daß die Gehäusekerbe des Bauelements mit dem Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmt.

Die Diode D 1 ist nur einzulöten, wenn der Betrieb mit einem 9V-NC-Akku erfolgt und dieser über das Steckernetzteil nachgeladen werden soll.

Im nächsten Arbeitsschritt erfolgt die

Bestückung des Trimmers R 2, des C-Trimmers C 1 und der Einstellpotis R 9, R 13 und R 15.

Beim Einlöten der 3,5mm-Klinkenbuchse und des Drehschalters S 1 ist eine zu große Hitzeeinwirkung auf das Bauteil zu vermeiden.

Während die Schiebeschalter S 2 und S 3 beim Lötvorgang auf der Platine aufliegen müssen, ist S 4 so hoch wie möglich einzulöten, d. h. die Anschlußpins dürfen auf der Lötseite gerade durch die Platinenbohrungen ragen.

Die Bestückung des Tandempotis R 3 erfolgt von der Lötseite aus. Vor dem Einsetzen sind die Anschlußschwerter des am Gewindehals angeordneten Potis in Richtung Potiachse abzuwinkeln. Nach dem Festsetzen des Tandempotis mit der zugehörigen Mutter werden die abgewinkelten Anschlußschwerter verlötet. Die Anschlüsse des hinteren Potis sind mit versilberten Schaltahtabschnitten zu verlängern.

Die Leuchtdiode D 2 benötigt eine Einbauhöhe von 11 mm, gemessen vom Beinchenaustritt des Bauelements bis zur Platinenoberfläche.

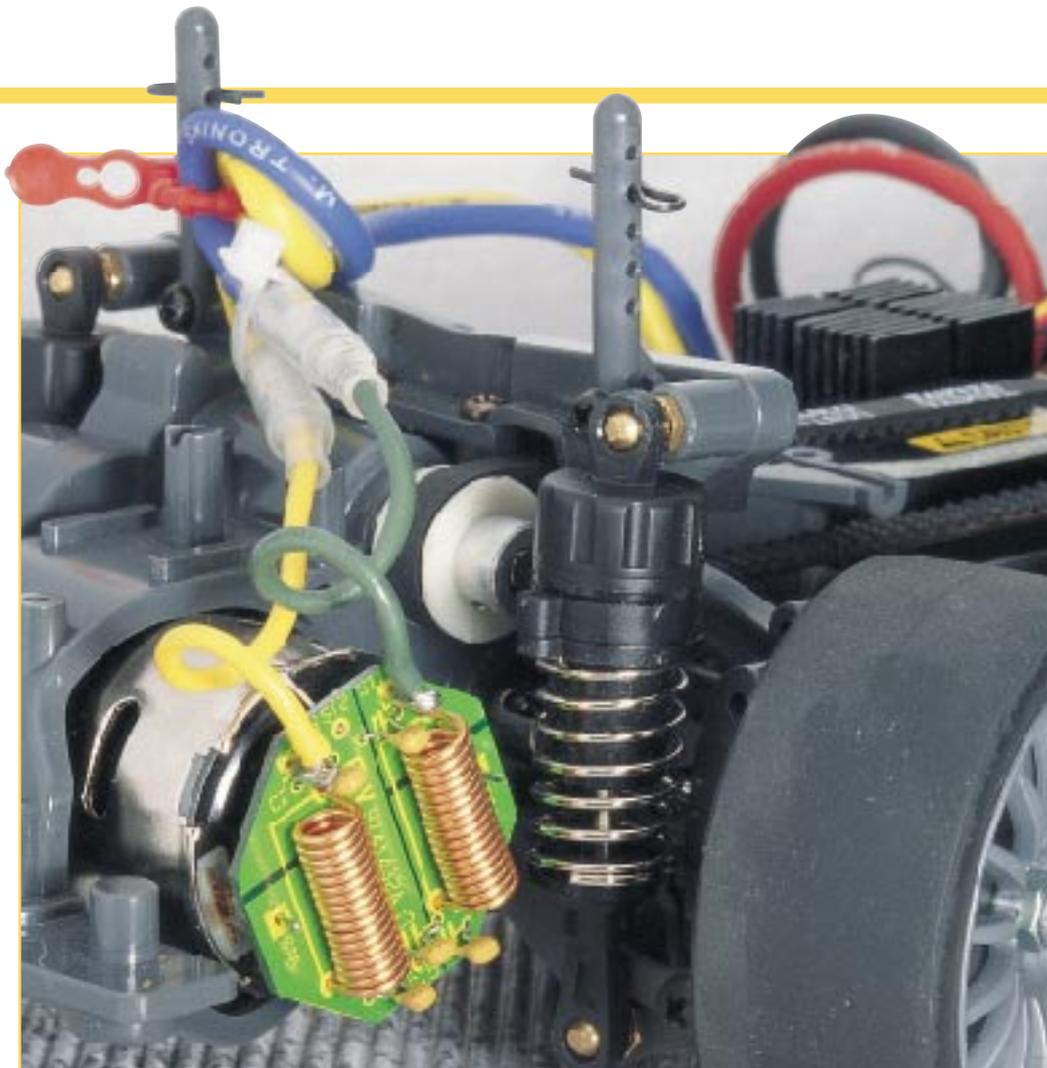
Die Cinch-Ausgangsbuchse wird zuerst mit einer M6-Zahnscheibe, dem zugehörigen Federring und der Lötöse bestückt. Danach ist die Buchse von oben in die Platine zu setzen und von unten fest zu verschrauben. Über ein Stück versilberten Schaltaht wird der mittlere Buchsenanschluß dann an der Lötseite mit ST 3 der Leiterplatte verbunden.

Der 9V-Batterieclip ist mit der schwarzen Leitung an ST 6 und mit der roten Leitung an ST 5 anzulöten. Als letztes Bauteile sind die Potiachsen bis zum sicheren Einrasten in die Öffnungen der Potis zu pressen.

Bevor der Einbau in das Gehäuse erfolgt, ist eine gründliche Überprüfung hinsichtlich Löt- und Bestückungsfehler sinnvoll.

Nach einem ersten Funktionstest kann der Einbau der Leiterplatte in das dafür vorgesehene Kunststoffgehäuse erfolgen. Dazu dienen 4 Knippingschrauben 18 x 2,9 mm, die von der Bestückungsseite durch die zugehörigen Bohrungen der Platine zu führen sind. Für den korrekten Abstand der Leiterplatte sorgen vier Abstandsrollchen M 3 x 10 mm, wobei im unteren Bereich, d. h. beim Netzschalter und bei der Ausgangsbuchse zusätzlich zwei 1,5 mm dicke Polyamidscheiben erforderlich sind.

Als dann sind die beiden Gehäusehälften zusammenzuschrauben und die Potiachsen sowie die Achse des Drehschalters auf die erforderliche Länge zu kürzen. Nach dem Aufschrauben der 5 Drehknöpfe ist der NF-Signalgenerator SG 1000 für Prüf- und Meßaufgaben einsatzbereit. **ELV**



Universal- Entstörfilter EF540

Die preiswerte universelle Filterschaltung EF540 unterdrückt die von Modellbau-Motoren erzeugten elektromagnetischen Störungen. Eine Beeinflussung von empfindlichen elektronischen Schaltungen, wie z. B. der Fernsteueranlage und des Fahrtreglers im Modellbaubereich, wird so verhindert und die Betriebssicherheit des Modells wesentlich erhöht.

Allgemeines

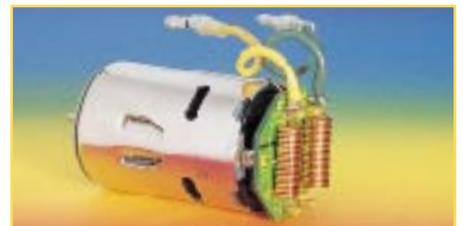
Fast alle Elektromotoren erzeugen aufgrund ihres Aufbaus ein sehr dichtes und breitbandiges elektromagnetisches Störpektrum. Diese Störungen breiten sich nicht nur leitungsgeführt auf den Anschlußleitungen des Motors aus, sondern auch die Abstrahlung elektromagnetischer Störgrößen im Funkfeld ist nicht unerheblich. Die hier vorgestellte Filterschaltung, die diese Störphänomene vermindert, wurde speziell für die vor allem im Modellbausektor

sehr verbreitete Motorbauform der 540er-Bauart entwickelt.

Die Abstrahlung elektromagnetischer Störgrößen im Funkfeld einiger Motortypen erzeugen Störpegel von über 70 dB μ V/m in 3 m Meßentfernung. Diese extrem hohen Pegel würden, wenn sie z. B. bei informationstechnischen Einrichtungen auftreten, dafür sorgen, daß diese Geräte die gesetzlich vorgeschriebene EMV-Prüfung aufgrund der hohen Störaussendungen nicht bestehen. Dieser Störpegel von 70dB μ V/m liegt um 40dB (entspricht 100fache Feldstärke) über dem dort zulässigen Grenz-

wert, der z. B. auch für PCs gilt.

Um die Wirkung der Filterschaltung besser nachvollziehen zu können, wollen wir zunächst die bei einem nicht entstörten



Modellbau-Motor mit angeflanschem Entstörfilter EF540

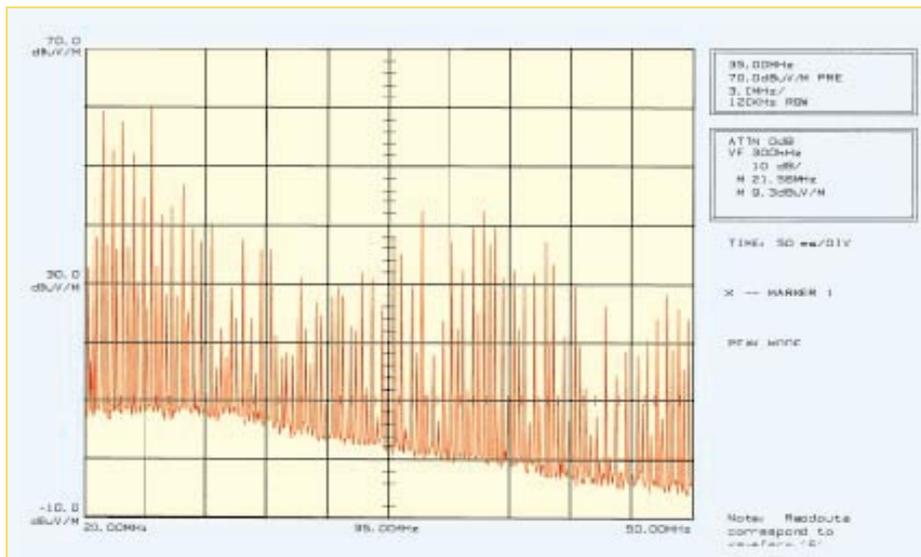


Bild 1 : Störaussendungen im Funkfeld (Motor ohne Entstörfilter)

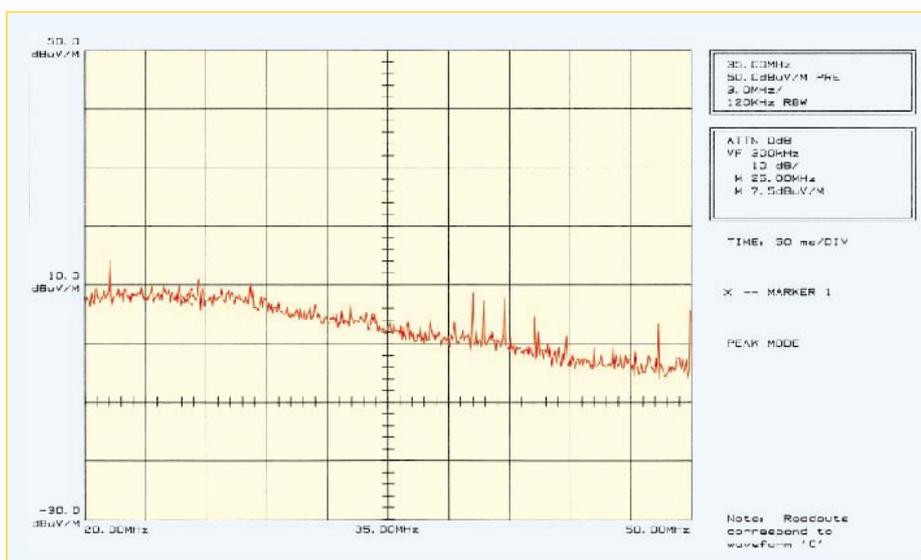


Bild 2 : Störaussendungen im Funkfeld (Motor mit Entstörfilter)

Motor auftretenden Störphänomene kurz näher betrachten.

Die von einem solchen Motor ausgehenden Störungen im Funkfeld sind sehr breitbandig und in Frequenz und Amplitude nicht konstant. Sie reichen von einigen MHz bis in den GHz-Bereich. Dies hat zur Folge, daß Signal- und Datenübertragungen fast aller Funkdienste in diesem Bereich beeinträchtigt werden.

Da die Störpegel mit steigendem Abstand von der Störquelle Motor schnell abfallen und auch nicht in der Frequenz konstant sind, werden die Auswirkungen dieser Störungen im allgemeinen kaum bemerkt (kurzzeitige Störstreifen im Fernsehbild usw.). In Anwendungen, in denen ein Funksender bzw. Empfänger in unmittelbarer Nähe eines solchen störenden Elektromotors betrieben wird, müssen entsprechende Entstörmaßnahmen am Motor getroffen werden, um eine einwandfreie Si-

gnal-/Datenübertragung gewährleisten zu können.

Ein großes Anwendungsgebiet, in dem diese Konstellation auftritt, ist der Modellbaubereich. Hier findet man bei Elektromotoren extreme Bedingungen vor: Aufgrund der kompakten Abmessungen eines Modells und des begrenzten Einbauvolumens für die Steuerungskomponenten ist der Fernsteuerempfänger meist in unmittelbarer Nähe des Antriebsmotors positioniert.

Beim praktischen Einsatz eines nicht entörteten Motors kann es dann dazu kommen, daß die hochempfindliche HF-Eingangsstufe des Empfängers durch die Störaussendungen des Motors übersteuert wird, d. h. er wird „dicht gemacht“, und eine kontrollierte Steuerung des Modells ist nicht mehr möglich. In einem solchen Fall hält sich der „Schaden“ in der Regel noch in Grenzen, da ein vollständiger Bedienungsfall sofort bemerkt wird.

Technische Daten

max. Eingangsspannung/ Motorspannung	40 V
max. Dauerlaststrom	8 A
max. kurzzeitiger Spitzenlaststrom	16 A
Gleichstromwiderstand	10 mΩ
Platinenabmessungen	35 x 35 mm (achteckig)
Gewicht	ca.11 g

Schwerwiegendere Folgen treten auf, wenn es aufgrund des nicht konstanten Störspektrums nur zu kurzzeitigen Aussetzern in der Steuerung des Modells kommt. Dies kann dazu führen, daß z. B. ein Flugmodell abstürzt, da wichtige Kommandos gar nicht oder nur verzögert am Modell eintreffen. Vor allem aufgrund solcher sporadisch auftretenden und schwer zu lokalisierenden Störungen mit den weitreichenden Auswirkungen ist eine wirksame Entstörung eines eingesetzten Elektromotors besonders wichtig.

Modellbau-Elektromotoren werden im allgemeinen auf hohe Leistungsabgabe in Verbindung mit einem großen Wirkungsgrad bei geringst möglichem Preis optimiert. Die Störeigenschaften eines solchen Hochleistungsmotors, aber auch von Motoren einfacherer Bauart, werden häufig nicht ausreichend beachtet.

Einige Motoren besitzen zwar werksseitige „Entstörmaßnahmen“, meist in Form von einigen angelöteten Keramikkondensatoren, diese Maßnahmen haben aber nur eine geringe Wirkung, da die Störquelle Motor zu niederohmig ist, um hiermit eine ausreichende Filterwirkung zu erzielen.

Die hier vorgestellte kompakte Entstörfilterschaltung sorgt durch ihre zusätzlichen Induktivitäten für eine definierte Wirkung und gute Unterdrückung der vom Motor emittierten Störungen.

Der Ausbreitungsweg der Störungen im „niedrigen“ Frequenzbereich bis ca. 100 MHz ist hauptsächlich die Abstrahlung der Störgrößen über die Motorzuleitungen. Hier wirkt die Filtereigenschaft der Entstörfilterschaltung. Im Frequenzbereich oberhalb 100 MHz werden die Störungen zum größten Teil direkt abgestrahlt. Hier hilft üblicherweise nur die Abschirmung des gesamten Motors.

Der Schwachpunkt der „natürlichen“ Motorschirmung (Motorgehäuse) ist die hintere Motorabdeckung, welche auch die Anschlußfahnen des Motors trägt. Die wirksamste Bedämpfung dieser abgestrahlten Störkomponenten erreicht man hier mit einer zusätzlichen Abschirmung aus min. 1 mm Weißblech. Da sich eine solche zusätzliche Abschirmung meist nur unter erheblichem Aufwand befestigen läßt, ha-

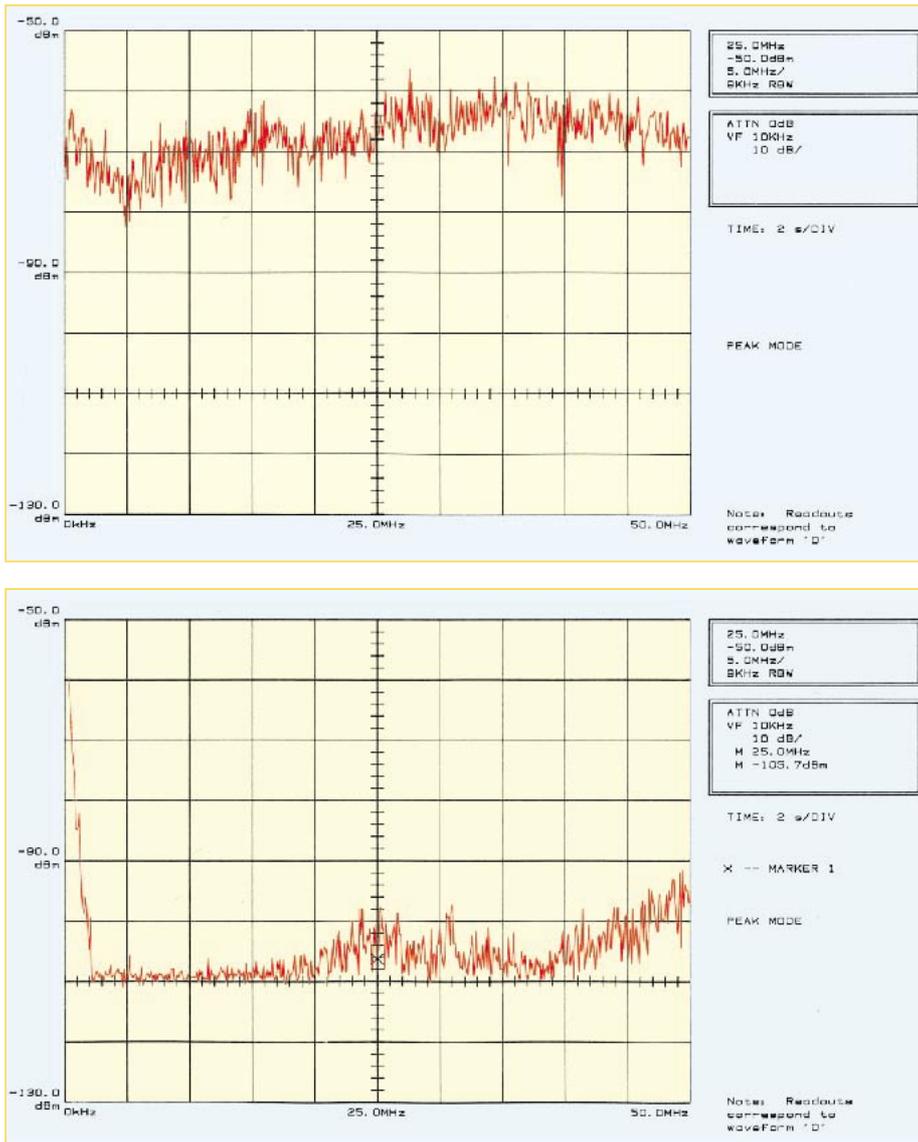


Bild 3: Leitungsgeführte Störungen (oberer Graph: Motor ohne Filter, unterer Graph: Motor mit Filter)

ben wir auf diese Maßnahme verzichtet und statt dessen den Aufbau unserer Filterschaltung so ausgelegt, daß auch die Abstrahlung oberhalb 100 MHz noch wirksam bedämpft wird.

Für eine gute Abschirmungseigenschaft ist es notwendig, die schirmende Entstörfilterschaltung so nah wie möglich an den Motoranschlüssen zu platzieren. Das für die weit verbreiteten Motoren der 540er-Bauform optimierte Platinendesign und die spezielle Anordnung der Bauelemente ermöglichen ein direktes Anflanschen an die Motoranschlüsse und verbessern so zusätzlich die guten Störunterdrückungseigenschaften des Filters.

Neben den abgestrahlten Störkomponenten ist auch die Wirkung der Störungen, die sich auf den Anschlußleitungen des Motors ausbreiten, nicht zu unterschätzen. Diese können, da die Motoren zur Regelung meist direkt von einer entsprechenden Elektronik, z. B. einem elektronischen Fahrt-

regler, angesteuert werden, dafür sorgen, daß die Funktion der Elektronik gestört wird. So kann es z. B. auftreten, daß der Fahrtregler seine Steuersignale falsch interpretiert und den Motor dann mit diesen Fehlinformationen ansteuert. (z. B. „max. Vorwärts“ anstatt „Stop“).

Wie hier kurz aufgezeigt wurde, ist eine wirksame Entstörung eines Elektromotors unumgänglich, um die abgestrahlten und die leitungsgeführten Störungen eines Elektromotors zu minimieren.

Aber nicht nur im Modellbausektor ist eine Entstörung von Motoren notwendig, sondern auch wenn im Rahmen von EMV-Prüfungen Störaussendungen auftreten, die nachweislich von Elektromotoren verursacht werden, muß eine wirksame Entstörung vorgenommen werden.

Für diese Anwendungsbereiche haben wir die Entstörfilterschaltung entwickelt, deren Funktion wir im folgenden darlegen wollen.

Filterwirkung

Für die meisten Anwendungen, vor allem zur Modellbau-Motorentstörung, ist nur der Frequenzbereich bis 100 MHz interessant. Die Wirkung in diesem Frequenzbereich, in dem auch alle Modellbau-Fernsteueranlagen arbeiten, wurde näher untersucht.

In Abbildung 1 ist die Abstrahlung im Funkfeld in 3 m Meßentfernung im Frequenzbereich 20 MHz bis 50 MHz eines typischen Modellbau-Motors der 540er-Bauart ohne jegliche Entstörmaßnahmen dargestellt. Hier sind die sehr hohen Störspikes zu erkennen, die auch in den Modellbau-Frequenzbändern bei 27 MHz, 35 MHz und 40 MHz mit hohen Pegeln auftreten und so wichtige Steuerfunktionen stören können.

Die Wirkung des Filters ist durch den Vergleich mit Abbildung 2 zu erkennen, wobei die unterschiedliche Skalierung zu beachten ist. Hier wurde derselbe Motor jedoch mit angeflanschem Entstörfilter, unter gleichen Bedingungen betrieben. Es sind nur noch kleinere „Peaks“ zu erkennen. Die erreichte Dämpfung der Störungen in diesem Frequenzbereich beträgt ca. 50dB (Faktor 1/316).

Die sich direkt auf den Anschlußleitungen ausbreitenden Störungen sind in Abbildung 3 dargestellt. Die obere Kurve zeigt den Verlauf der leitungsgeführten Störungen für den Motor ohne Entstörkomponenten, während die untere Grafik die Messung des Motors mit angebautem Entstörfilter darstellt. Auch hier ist die Wirksamkeit des Filters mit einer Dämpfung von ca. 20 dB gut zu erkennen.

Schaltung

Die universell einsetzbare Filterschaltung für Elektromotoren ist in Abbildung 4 dargestellt. Dieses Filter stellt eine abgewandelte Form eines Netzentstörfilters dar, wobei auch hier die verschiedenen Bauteile für unterschiedliche Störanteile wirksam werden.

Die Drosselspulen L 1 und L 2, die als

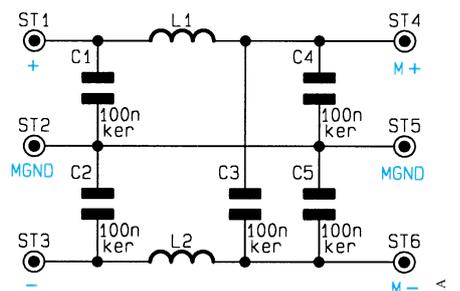


Bild 4 : Schaltbild des Entstörfilters

974181501A

Stückliste: Entstörfilter für Modellbau

Kondensatoren:

100nF/ker C1-C5

Sonstiges:

Lötstifte mit Lötöse ST1,
..... ST3, ST4, ST6
70cm Kupferlackdraht,
1 mm Ø L1,L2
6 cm Schaltdraht, blank, versilbert

gewickelte Luftspulen ausgeführt sind, wirken sowohl für die symmetrischen als auch für die asymmetrischen Störgrößen. In der hier gewählten Ausführung ergibt sich eine Induktivität von ca. 0,48 µH. Auf einen Ferritkern, der den Induktivitätswert erheblich vergrößert hätte, wurde verzichtet, um zu verhindern, daß der Kern bei sehr hohen Lastströmen in die Sättigung gerät.

Die vom Motor emittierten symmetrischen Störgrößen werden von C 3 und der dann wirksamen Reihenschaltung von C 4 und C 5 geblockt. Das nachfolgende Filter aus L 1, L 2 und der Reihenschaltung C 1, C 2 sorgt für eine weitere Dämpfungswirkung.

Für die asymmetrischen Störungen arbeitet der Kondensator C 4 für den „M+“-Anschluß bzw. C 5 für den „M-“-Anschluß als Blockung. Weiterhin bilden dann L 1 und C 1, bzw. L 2 und C 2 ein Filter zur Unterdrückung der Störaussendungen. Diese Filter arbeiten gegen das Motorgehäuse (MGND) und ermöglichen nur so eine wirksame Filterung.

Die abgestrahlten Störgrößen oberhalb

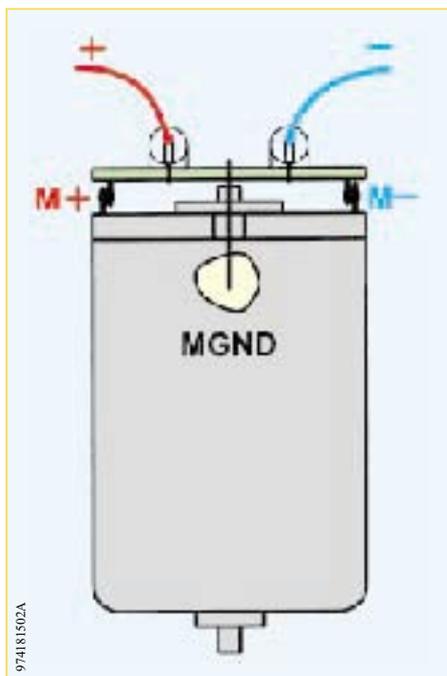
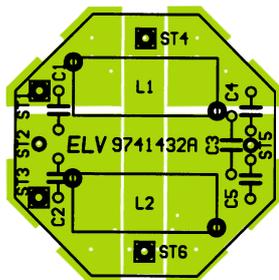


Bild 6: Montagezeichnung für das Entstörfilter



**Bild 5 :
Fertig aufgebaute
Platine mit
zugehörigem
Bestückungsplan**

100 MHz werden hauptsächlich durch den Aufbau des Filters unterdrückt, dem hier somit ein wesentlicher Teil der Funktion zukommt.

Nachbau

Die Abschirmfunktion des Filters ist nur durch einen entsprechenden Aufbau wirksam zu realisieren. Daher ist die Platine des

Sind die 16,5 Windungen aufgebracht, sollte an Anfang und Ende der Spule noch ca. 5 mm Drahtlänge hinzugegeben werden, die sorgfältig vom Isolierlack zu befreien sind, damit die Spule später einwandfrei angelötet werden kann. Sind die beiden Spulen entsprechend fertiggestellt, folgt der eigentliche Aufbau.

Dabei werden zuerst die Lötstifte „M+“ und „M-“ auf der Lötseite (!) bestückt und sorgfältig verlötet. Anschließend können die übrigen Bauteile wie gewohnt auf der Bestückungsseite eingesetzt werden, wobei der Kondensator C 3 durch das Auseinanderbiegen der Anschlußbeine auf das aus layout-technischen Gründen erweiterte Rastermaß anzupassen ist. Die Verbindung zum Motorgehäuse über die Anschlüsse „MGND“ wird mit zwei 30 mm langen Silberdrahtstücken hergestellt. Diese sind von der Lötseite soweit durch die entsprechenden Bohrungen zu stecken, daß das Drahtende mit der Oberseite der Platine (Bestückungsseite) bündig abschließt. Anschließend folgt das Verlöten auf der Lötseite.

Da die Filterschaltung so ausgelegt ist, daß auch Hochleistungsmotoren mit hoher Stromaufnahme (bis zu 8 A Dauerstrom) betreibbar sind, ist zur Vermeidung späterer Ausfälle unbedingt auf einwandfreie Lötungen zu achten.

Ist das Entstörfilter fertig bestückt, kann

Diese speziell für die Motoren der 540er-Bauform entwickelte Entstörfilter-Schaltung sorgt für eine wirksame Unterdrückung der emittierten elektromagnetischen Störungen.

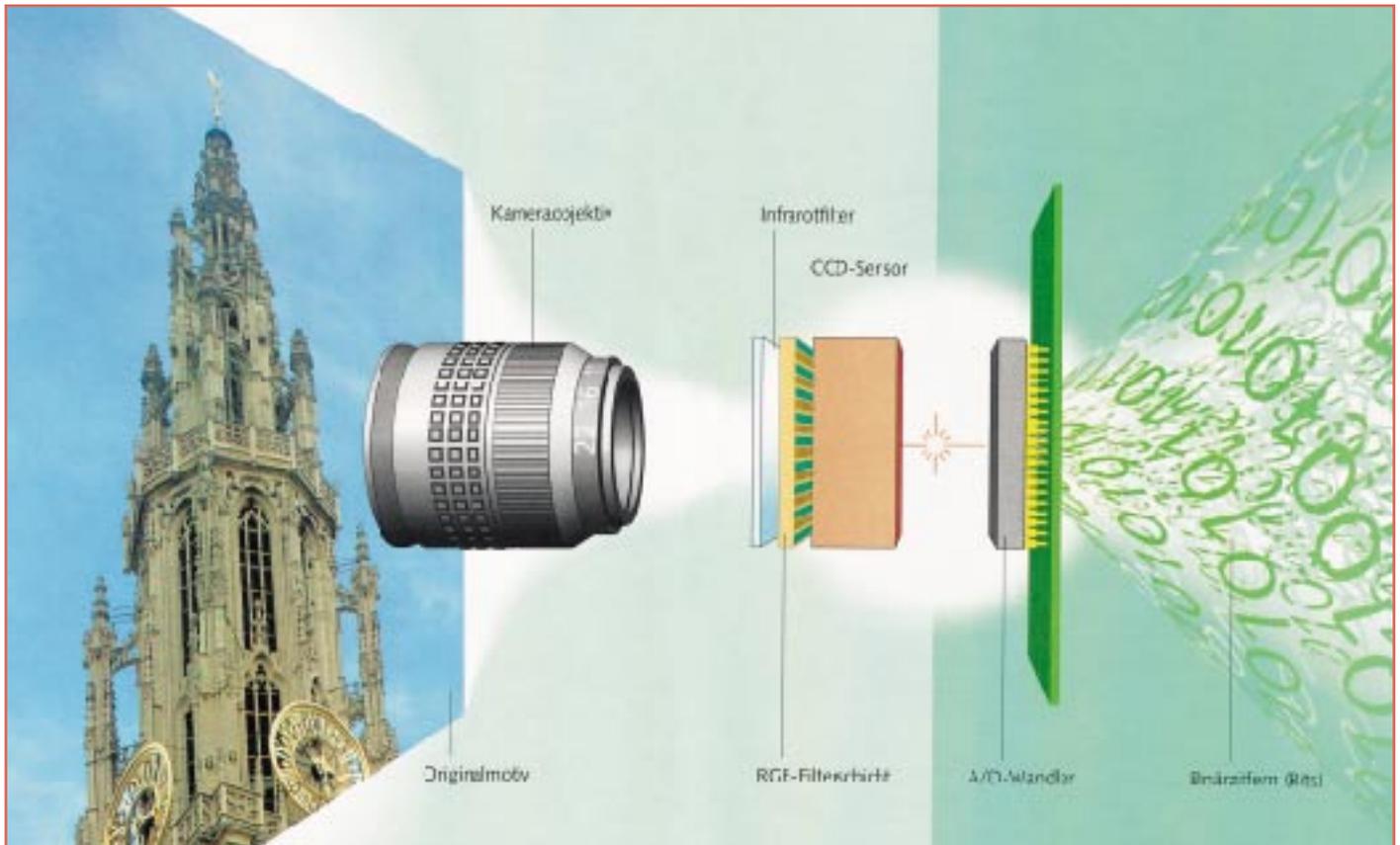
Entstörfilters so ausgelegt, daß sie direkt von hinten auf den Motoranschlüssen befestigt werden kann. Um den beengten Platzverhältnissen im Modellbaubereich Rechnung zu tragen, ist die Platinengröße den Abmessungen der Motoren der 540er-Baureihe angepaßt. Alle Bauteile finden auf der in Abbildung 5 (Originalgröße) dargestellten 35 x 35 mm messenden achteckigen Platine Platz. Die Bestückung der Platine wird anhand des Schaltbildes und des Bestückungsplanes durchgeführt.

Im ersten Schritt werden die Drosselspulen L 1 und L 2 angefertigt. Dazu wird ein Kupferlackdraht mit einem Durchmesser von 1 mm auf den Schaft eines 5 mm Bohrers gewickelt. Es werden 16,5 Windungen aufgebracht, die alle dicht an dicht liegen müssen. Somit ergibt sich eine Spulenlänge von ca. 18 mm, für die auch das Rastermaß auf der Platine ausgelegt ist.

die Platine an den zu entstörenden Motor angebaut werden, wie es in Abbildung 6 skizzenhaft dargestellt ist.

Das Entstörfilter wird so von hinten an den Motor angesetzt, daß die Anschlußfahnen des Motors direkt an den Lötstiften „M+“ und „M-“ anliegen. Diese werden dann sorgfältig zusammengelötet. Weiterhin sind die Silberdrahtenden der Anschlüsse „MGND“ an das Motorgehäuse anzulöten.

Nachdem die Betriebsspannungszuführung des Motors an die Lötstifte mit Öse „+“ und „-“ angelötet ist, kann der Einbau des Motors erfolgen. Die Befestigungsmöglichkeiten des Motors werden durch die spezielle Bauform der kompakten Filterplatine nicht beeinträchtigt. So ist diese Filterschaltung gut geeignet, um auch unter beengten Platzverhältnissen eine wirksame Entstörung eines Elektromotors zu erreichen.



Digitale Schnappschüsse

Digitales Fotografieren wird salonfähig. Semiprofessionelle Digitalkameras erreichen in diesem Jahr bereits das Preisniveau guter Spiegelreflexkameras und warten mit völlig neuen Möglichkeiten des Fotografierens auf. Das beginnt bei der digitalen Weiterverarbeitung im Computer, setzt sich über den eigenen Ausdruck von Fotos oder die Ausgabe direkt auf das heimische Fernsehgerät in digitaler Qualität fort und gipfelt schließlich in der komfortablen Datenübertragung, z. B. über das GSM-Handy, wie es bei Bildreportern der Tageszeitungen schon gang und gäbe ist.

Einen Exkurs durch die Geschichte der Digitalfotografie, wie sie funktioniert und einen Blick auf den aktuellen Markt präsentiert unser Artikel.

Aus Filmen werden Bits

Es ist noch nicht allzu lange her, daß die Professionellen unter den Fotografen abschätzig das Gesicht verzogen, wenn die Industrie ihnen ihre Offerten zu den ersten digitalen Kameras machte. Fürwahr, jeder, der die Geburtswehen der Digitalfotografie nur entfernt miterlebt hat, wird bestätigen können, daß es ein steiniger Weg bis zur Consumer-Digitalkamera war, wie wir sie heute allenthalben für schon unter 2.000 DM in den Geschäften und Versandhauskatalogen, so auch bei ELV, finden.

Mißerfolge, Rückschläge, ja sogar strikte Ablehnung konventionell arbeitender Fotografen, aber auch Begeisterung für die neue Technik, Experimentierfreude und Pioniergeist (gut betuchter) Anwender ebneten der digitalen Fotografie den vergleichsweise zur gesamten Geschichte der Fotografie extrem kurzen Weg.

Welche Entwicklungen die Ursache für die Fotogeräteindustrie waren, die Entwicklung der Digitaltechnik so rasant voranzutreiben, läßt sich schon heute kaum noch nachvollziehen.

Sicherlich waren es die professionellen Bildverarbeiter wie Werbeagenturen, Lay-

outstudios und „elektronisch“ orientierte Lithografen, die die Abkehr von der konventionellen Fotografie wohl vor allem aus verarbeitungstechnischen Gründen vollziehen wollten.

Denn irgendwann landen heute alle Fotos unserer Zeitschriften, Zeitungen, Bücher und auch die Fernsehbilder in digitaler Form auf den Festplatten von Computern. Warum also den mühsamen Weg des konventionellen Fotos weitergehen, dessen Ergebnis Profis zwar recht genau vorsehen können, jedoch auch hier ist häufiger Ausschuß die ungeschriebene Norm. Ein Film muß entwickelt werden, vielfach

danach auch das Foto belichtet, entwickelt und vergrößert werden, um schließlich auf der Trommel eines Scanners zu landen, der es Bildpunkt für Bildpunkt abtastet, um es schließlich als digitale Information auf einem elektronischen Speichermedium abzulegen.

Triebfeder: „keine Zeit“

Bei einem solchen Vorgehen sind Tage oder zumindest viele Stunden bis zur elektronisch verarbeitbaren Datei die Norm, abgesehen von all den Unwägbarkeiten, die die Behandlung, der Transport und die Archivierung eines solchen empfindlichen Mediums, wie es der Fotofilm nun einmal darstellt, bereithält. Ganze Heerscharen von Kurieren sind nur damit beschäftigt, jeweils einige Dias von A nach B zu bringen, nur damit dann ein Bild gescannt und per Datenleitung zurückgeschickt werden kann.

So entstand ganz sicher der Gedanke, Fotos doch gleich digital aufzunehmen, weiterzuverarbeiten und sofort per Datenleitung zu verschicken, so daß sie ohne weiteres Prozedere direkt in ein Layout übernommen werden können. Denn ein Foto oder ein Dia in einen Haufen Pixel umzuwandeln, das können die Lithografen schon lange - per Scanner.

Vorbild Scanner

Hier wird, stark vereinfacht gesagt, eine Vorlage Punkt für Punkt mit einem Lichtstrahl abgetastet und das Reflexionsergebnis, also die Intensität der einzelnen Bildpunkte mittels eines sog. CCD-Wandlers in einen zunächst analogen Spannungswert und später per AD-Wandlung in eine digitale Information umgewandelt.

Nun, bei einem Scanner ist dies relativ einfach: die Vorlage ist fest auf einer Scannertrommel oder einer Glasplatte fixiert, und dadurch ist die Entfernung zum Aufnahmeobjekt genau festgelegt. Der abtastende Lichtstrahl trifft am Punkt seiner höchsten Fokussierung genau auf das Motiv, unser Foto. Da die Vorlage fest fixiert ist und der Lichtstrahl je nach Scannertyp mehr oder weniger genauestens definiert die Vorlage abtastet, kommt es hier auch zu keiner Verzerrung, Verfälschung oder zu einem „verwackelten“ Scan.

Die größten Probleme der Scanner liegen nach wie vor im Bereich der exakten Farbtreue gegenüber der Vorlage, alle anderen Probleme hat man durch feine Mechanik, ausgefeilte Scan-, Korrektur- und Bildbearbeitungssoftware bereits ausreichend gelöst. Die meisten modernen Scanner, vor allem im professionellen Bereich, bereiten heute dem Operator kaum noch Kopfschmerzen.

Nun kann man im wesentlichen das Ar-

beitsprinzip der Scanner auf das des digitalen Fotoapparates übertragen. Auch hier befindet sich im Strahlengang des Lichts nichts anderes als ein CCD-Chip, der seine Informationen über die Werte jedes abgetasteten Pixels mittels eines AD-Wandlers an ein elektronisches Speichermedium weitergibt.

CCD statt Film

Der gravierende Unterschied zum Scanner ist jedoch die wechselnde Entfernung zum Motiv und dessen Dynamik, sprich Bewegung, sowie die grundsätzlich andere Art der Motivabtastung.

In den Kinderschuhen der Digitalfotografie waren aufgrund der noch relativ unvollkommenen Mechanik, der langsamen AD-Wandlung und der vergleichsweise niedrigauflösenden CCD-Sensoren die Ergebnisse zunächst enttäuschend. Man erhielt unscharfe Bilder mit schwacher Durchzeichnung, wenig Schärfentiefe und unexakten Farben.

Dies bereitete vor allem den Katalogagenturen, die wirklich farbtreue Motive, sprich Mode, abzubilden hatten, große Probleme. Die „Digitalfotos“ der ersten Generation wirken auf den Betrachter darum immer flach, ihnen fehlte die Tiefenwirkung des Motivs. Zudem hatten die Fotografen natürlich Probleme mit der immer notwendigen Nachbearbeitung der Daten und taten, wie jeder Anfänger, des Guten oft zuviel, so daß man dem Bild die Computergeburt stets ansah.

Linse, Blende, Filter, Chip und aus...?

Es war halt nicht damit getan, daß man vor einen CCD-Chip einen Filter schaltete, der die drei Grundfarben Rot, Grün und Blau selektiert und davor ein herkömmliches Objektiv mit Blende und Linsen.

Ein Scanner tastet das Motiv schrittweise durch mechanisches Vorbeiführen eines durch Spiegel wiederum umgelenkten Lichtstrahls ab und lenkt diesen auf den relativ zum Motiv feststehenden CCD-Chip, der somit Punkt für Punkt des Mo-

tivs als Intensitätswert „mundgerecht“ präzisiert bekommt.

Ein Farbscanner verfügt dazu über ein im Strahlengang liegendes RGB-Filter, das die spektrografischen Anteile des Lichts je nach Scanner-Arbeitsprinzip entweder auf einen komplexen Monochrom-CCD-Chip oder auf drei verschiedene Chips, jeder für eine der Grundfarben Rot, Grün und Blau, lenkt.

Nach ersterem Prinzip arbeiten zahlreiche professionelle Digitalkameras (Abbildung 1), allerdings mit hochpräziser Mechanik und hochauflösenden Monochrom-CCD-Chips; entsprechend hochwertig fallen die Arbeitsergebnisse z. B. bei Sachaufnahmen aus.



Bild 1: High-End-Kamerascannersysteme wie die Sinarcam dominieren heute die professionelle Studiofotografie. Foto: PSL

Es sind einfach kleine Scanner, die auf eine mehr oder weniger herkömmliche Fach- oder Plattenkamera als sog. Rückteil aufgesetzt werden und sich nur den abtastenden Lichtstrahl durch die Objektive der Kamera „verlängern“ lassen. Entsprechend lange dauern die Aufnahmevorgänge, es sind drei getrennte Scanvorgänge (für jede Grundfarbe einer, jeweils mit einem mechanisch vorgeschalteten Filter für diese Farbe, Abbildung 2) nötig.

Inzwischen war, vor allem in den Anfangszeiten dieser Technik, das saftige Steak für die Supermarktwerbung unter dem gleißenden (und bei den Digitalkameras aufgrund des relativ geringen Blendenspielraums nötigen) Scheinwerferlicht eingetrocknet...

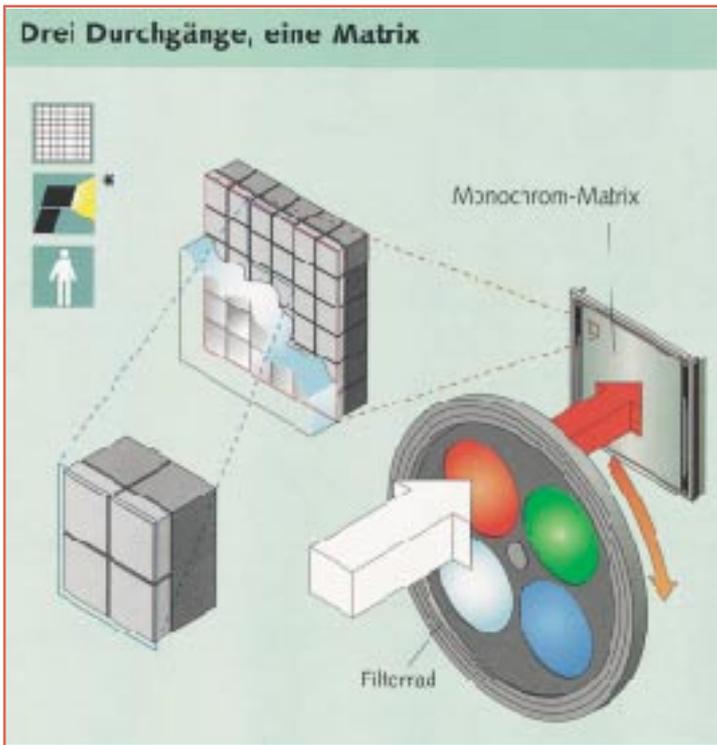


Bild 2: Ein Scansystem mit drei Farbfiltern und einem Chip tastet die Vorlage dreimal, jeweils mit einem anderen vorgeschalteten Filter ab. Grafik: Agfa

Kameras auch heute noch ihren Preis. Diese Preise bewegen sich bei den portablen „Reporter“-Kameras, die sich äußerlich kaum von herkömmlichen Spiegelreflexkameras unterscheiden, ab etwa 9000 DM aufwärts bis weit über 100.000 DM für Studiosysteme, die ohne direkt angeschlossenen Rechner nicht arbeitsfähig sind.

Die Preisregionen, die für den Normalverbraucher interessant sind, wir reden hier von der derzeitigen Preisspanne zwischen knapp 400 und gut 2000 DM, werden durch ein anderes Arbeitsprinzip bestimmt.

Alles auf einen Chip gesetzt

Hier wird nur mit einer einzigen RGB-CCD-Matrixkombination gearbeitet (Abbildung 5). Das System arbeitet wie die Prismenlösung mit einer vollständigen Bilddatenerfassung in einem Moment.

Allerdings ist hier kein aufwendiges Prismensystem vor drei getrennte CCD-Sensoren geschaltet, sondern die einzelnen Elemente des CCD-Chips sind abwechselnd mit RGB-Filtern in einem streifen- oder mosaikförmigen Muster beschichtet. Der Nachteil dieser Matrix ist der, daß die

Bild 3 (unten): So arbeitet ein Zeilen-CCD-Scanner. Ein Schrittmotor bewegt die drei CCD-Zeilen exakt über die Bildaufnahme- fläche. Grafik: Agfa

Einmal oder dreimal?

Somit kommen hier auch keine bewegten Motive in Frage, bei Scanzzeiten je Farbe bis zu 10 Sekunden ein Ding der Unmöglichkeit. Sogenannte One-Pass-Geräte, die alle drei Farben in einem Scandurchgang abtasten, „glänzen“ in der Anfangszeit durch Farbverfälschungen, Far unreinheiten und Unschärfe, sind jedoch heute aufgrund der stark verbesserten CCD-Sensoren und RGB-Filterssysteme ebenfalls weit verbreitet und liefern auch sehr gute Ergebnisse ab.

Dabei kommen wie bei den Flachbett- oder Trommelscannern sogenannte lineare CCD-Zeilensensoren zum Einsatz, die aus drei Reihen mit CCD-Elementen bestehen, die jeweils mit einem RGB-Filter beschichtet sind. Ein Schrittmotor bewegt dabei das CCD-Element zeilenweise durch die Bildaufnahme fläche. Das Bild wird dabei Zeile für Zeile erfasst und im Computer zusammengesetzt (Abbildung 3).

Bewegungslos

Heute gewinnen vor allem im mobilen Bereich mehr und mehr Kameras mit feststehenden Scansystemen Raum. In ihnen verbindet sich die mögliche hohe Auflösung eines monochromen CCD-Chips mit dem Vorteil der Abtastung des gesamten Motivs in einem Moment und somit ein enormer Zeit- und Qualitätsvorteil.

Sie beruhen auf einem geschickt ausge-

richteten Prismensystem, das die Spektralanteile des Lichts auf drei feststehende, hochauflösende CCD-Sensoren lenkt (Abbildung 4).

Eine entsprechend aufwendige Elektronik sorgt für die Kompensation der bei optischen Systemen immer auftretenden Spektralverschiebungen und für die Anpassung an die spezielle Spektralempfindlichkeit des menschlichen Auges.

Diese Systeme eignen sich endlich auch für bewegte Motive und sind Systemgrundlage für die hochwertigen Digitalkameras, die für anspruchsvolle Außen aufnahmen, wie

z. B. in der Sportreportage, heute fester Bestandteil nahezu jeder Bildreporterausrüstung sind. Auch in der Studio-Fotografie ziehen diese Systeme bereits entweder als Kompletogeräte oder als sog. Backpacks, also Rückteile hochwertiger Studio- und Großformatkameras wie etwa Hasselblad, Mamiya, Kodak oder Sinar ein.

Allerdings haben derartig hochwertige



Gesamtauflösung des Chips verringert wird, weil drei oder vier Elemente der Matrix verwendet werden, um ein Pixel des Bildmotivs zu erfassen.

Interpolation - der digitale Lückenbüßer

Um die dadurch entstehenden „Lücken“

im Bild zu füllen, muß bei der Zusammenrechnung des Bildes im in der Kamera befindlichen Matrixrechner eine softwaremäßige Interpolation (d. h., das rechnerische Auffüllen des Zwischenraums mit Pixeln ähnlich denen der letzten, benachbarten und exakten Abtastung) erfolgen, wodurch der Kontrast und die Farbreinheit

also 1.228.800 Bildpunkten, was vor einigen Jahren noch nicht einmal die ersten Studiokamera-Chips erreichten. Erstere Auflösung bleibt noch hinter dem VGA-Standard ($640 \times 480 = 307.200$ Pixel) zurück und kann bestenfalls als Schnappschußauflösung für das Internet dienen; letztere bietet immerhin schon hochwert-

ge Fotoqualität und ansprechende Qualität im Zeitungsdruck.

Als mittlerer Einstiegs-Standard hat sich tatsächlich 640×480 , also normale VGA-Auflösung durchgesetzt, niedrigere Auflösungen kommen oft nur optional zum Einsatz, um z. B. mehr Bilder auf dem internen Speichermedium oder zusätzlichen Begleitton aufnehmen zu können. Diese Standardauflösung zielt natürlich auf die große Kundengruppe, die ihre Bilddaten vornehmlich per Computer weiterverarbeiten möchte und weniger an die Anschaffung eines Fotoprinters denkt.

Auch die oft mögliche Direktausgabe auf das Fernsehgerät wird durch diese Auflösung noch zufriedenstellend unterstützt.

Auflösung, CCD, so mancher wird sich sicher fragen, was sich dahinter verbirgt, weshalb wir auch zum tieferen Verständnis der grundsätzlichen Aufnahmetechnik kurz darauf eingehen wollen.

Geladener Chip

CCD-Sensoren (engl. Charge Coupled Devices) gleichen von der Funktionsweise und auch von der Spektralempfindlichkeit dem menschlichen Auge.

Hier wie dort wird die Intensität des einfallenden Lichts in elektrische Signale umgewandelt und an das Gehirn bzw. bei der Kamera an die AD-Elektronik weitergeleitet. Helligkeitsunterschiede und Farbunterschiede werden beim Auge an verschiedenen Stellen der menschlichen Netz-



Bild 4: Eine ausgeklügelte Prismenanordnung sorgt im statischen CCD-System für die Aufteilung des Lichtspektrums in die drei Grundfarben und die entsprechende Belichtung von drei CCD-Matrixanordnungen. Grafik: Agfa

dieses Aufnahmeverfahrens leiden. Wesentlicher Vorteil ist die kostengünstige Realisierung des Gesamtsystems Kamera. Dennoch werden auch hier durch den enormen Fortschritt bei der Steigerung der Pixelanzahl der CCD-Sensoren durchaus professionelle Ergebnisse erreicht, wie z. B. die Olympus C 800 L, die Kodak DC 120 und die Canon PowerShot 600 derzeit unter Beweis stellen.

Diese Kameras liegen kostenmäßig im Preissegment unter bzw. knapp über 2000 DM und bilden derzeit einen Quasi-Standard unter den semiprofessionellen Digitalkameras.

Punkt für Punkt...

Qualitätsmäßiges und damit preisliches Hauptunterscheidungsmerkmal der Consumerkameras ist neben elektronischen Raffinessen vor allem die Auflösung des eingesetzten CCD-Chips.

Während preiswerteste Kameras gerade einmal 320×200 Pixel Auflösung, sprich 64.000 Bildpunkte bieten, erreichen die semiprofessionellen Modelle immerhin Auflösungen von bis zu 1280×960 Pixeln,

Bild 5: Die Matrixanordnung vieler CCD-Zellen ermöglicht die Bildaufnahme in einem Moment. Grafik: Agfa



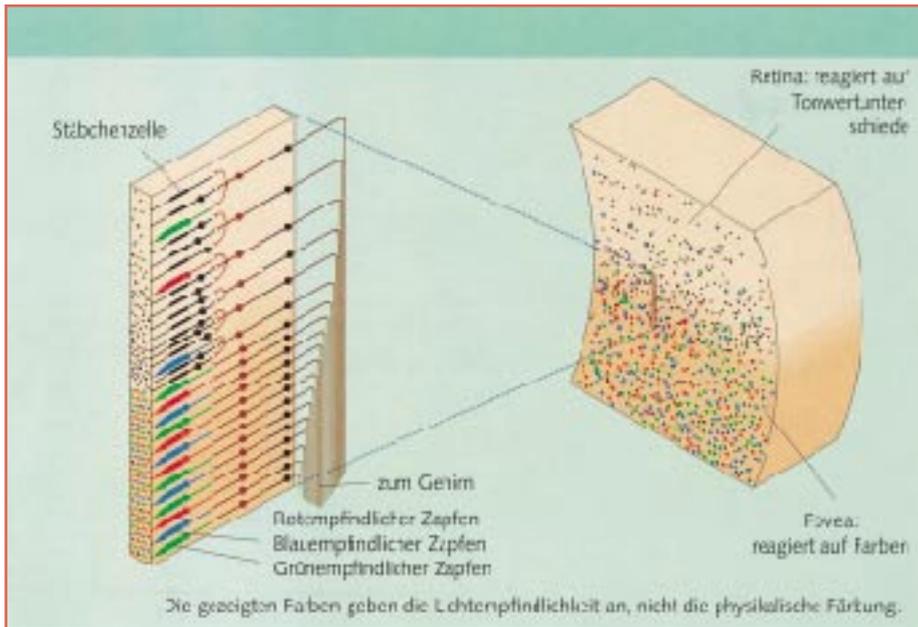


Bild 6: So unterscheidet unsere Netzhaut Farb- und Helligkeitswerte und gibt sie als elektrische Impulse an das Gehirn weiter. Grafik: Agfa

haut registriert und entsprechend an das Gehirn weitergeleitet (Abbildung 6). So erklären sich auch zahlreiche Augenkrankheiten, die durch partielle Netzhautschäden hervorgerufen werden wie z. B. Farbenblindheit trotz sonst scharfen Sehens.

Interessanterweise setzt sich für den Menschen ein Farbbild lediglich aus den drei Grundfarben Rot, Grün und Blau zusammen, wie in Abbildung 6 gut zu sehen ist. Entsprechend wurden in der Technik fast alle Systeme, die mit Farbe zu tun haben, ebenfalls als RGB-System ausgerichtet.

Und im Endeffekt arbeitet auch der CCD-Sensor kaum anders als unsere Netzhaut, er reagiert, spektral differenziert, auf die Intensität des einfallenden Lichts. Die Farbunterschiede werden hier durch vorgeschaltete RGB-Filter herausgefiltert. Hinzu kommt stets noch ein Infrarot-Filter, da die CCD-Sensoren sehr empfindlich auf den spektralen Bereich des Infrarotlichts reagieren und ohne Filter alle Farben stark in Richtung Rot verschieben würden.

Die Funktion des CCD-Sensors ist anhand Abbildung 7 relativ schnell erklärt.

Spätestens seit Einstein wissen wir, daß das Licht aus Partikeln, sog. Photonen besteht, die den Energietransport des Lichts bewältigen. Treffen diese energieintensiven Teilchen auf die lichtempfindliche Siliziumschicht der CCD-Zelle, entwickeln sie genug Kraft, um in der Schicht negativ geladene Elektronen aus den Siliziumatomen herauszulösen.

Jedes Element des CCD-Chips verfügt über einen elektronischen Kontakt (Gate). Durch Anlegen einer bestimmten Spannung an diesen Kontakt wird eine entsprechende Siliziumfläche darunter aufnahme-

fähig für die durch das auftreffende Licht freigesetzten Elektronen, sie wirkt als „Sammelpunkt“ für diese. Die gesamte negative Ladung der freien Elektronen in dieser Zelle ist also proportional zur Intensität des einfallenden Lichts. Die Auswertelektronik erst setzt aus diesen Millionen von Informationen Punkt für Punkt ein aus Helligkeitswerten und Farbinformationen bestehendes Bild zusammen.

Zeile oder Matrix

Wie wir nun bereits wissen, unterscheidet man zwischen sog. linearen (Zeilen-) Sensoren und den Matrixsensoren.

Erstere sind tatsächlich in drei Reihen von CCD-Zellen aufgebaut (für jede Farbe eine) und geben die Intensität des einfallenden Lichts durch Umladevorgänge als Spannung am Ende einer Zellenreihe aus.

Bei Matrixsensoren ist die Vorgehensweise etwas komplexer zu sehen. Hier erfolgt, wie bei einer Schieberegisterschaltung, das Durchschieben der Intensitätsinformation einer Zeile durch benachbarte Zeilen in einer genau bestimmten Reihenfolge.

Das Auslesen der jeweiligen durchgeschobenen Zeileninformation erfolgt zu einem definierten Zeitpunkt, kurz bevor die nächste Information an diesem Punkt ankommt. So wird die Matrix Zeile für Zeile systematisch ausgelesen, und das bei einem Minimum von erforderlichen Anschlüssen. Man kann sich das Ganze wie ein mehrstufiges Schieberegister vorstellen, dessen Informationen ständig zu einem genau bestimmten Zeitpunkt wie z. B. ein Byte ausgelesen werden.

Allein diese Ausführungen lassen er-

kennen, was eine CCD-Matrix für ein komplexes Bauelement ist. Auf einer etwas mehr als fingernagelgroßen Fläche sind Hunderttausende, ja Millionen von CCD-Zellen mit höchster Präzision untergebracht. Das läßt ahnen, warum CCD-Sensoren neben den Mikroprozessoren und den Speicherchips die teuersten und damit wesentlich für das Gerät preisbestimmenden Halbleiterbauelemente sind. Auch hier bedeutet trotz gewisser hineinkonstruierter Redundanzen wie etwa bei den TFT-Flachdisplays ein Fehler auf dem Chip unweigerlich die Endstation Mülltonne für diesen. Und Wafer sind teuer...

So ergibt sich angesichts der Auflösungsproblematik auch sofort eine Antwort auf die Frage, warum man nicht ein CCD-Element mit der gleichen Fläche, wie sie ein herkömmlicher 35mm-Film als Bildaufnahmeplatte bietet, herstellt. Denn die meisten CCD-Chips weisen eine Kantenlänge von gerade einmal 1/3" auf, mehr ist vielleicht technologisch möglich und für eine höhere Auflösung wünschenswert, aber wohl derzeit nicht bezahlbar.

Zauberwort Auflösung

In direktem Zusammenhang mit der Anzahl der Bildpunkte auf dem CCD-Chip steht die erzeugbare physikalische Auflösung des Kamerasystems, wie wir schon erfahren haben. Trivial gesprochen, entscheidet die Auflösung des Gesamtsystems Kamera über die Anzahl der erfassbaren Bilddetails. Da gilt dann die einfache Regel, je mehr, je besser.

Während also die 640 x 480-Matrix nur eine umgerechnete Auflösung von ca. 72 dpi (Dots per inch) oder auch ppi (Pixel per Inch), entsprechend 72 Bildpunkte je Zoll, ergibt, die Standard für eine Bildschirmdarstellung ist, kann erst eine 1800 x 1200-Matrix die für hochwertigen Offsetdruck geforderte Auflösung von 300 dpi bereitstellen.

Sie sehen also, die 1024 x 768 Pixel der semiprofessionellen Digitalkameras sind noch nicht ausreichend für den hochwertigen Druck und bieten auch keine Reserven bei eventuellen Vergrößerungen innerhalb der elektronischen Bild-Nachbearbeitung. Ein Vergrößerungsversuch endet unweigerlich mit einem grob gerasterten Bild, die Details gehen verloren.

Sie sind aber dennoch sehr gut für die Ausgabe z. B. auf einem Fotoprinter, der z. B. in 120 dpi druckt, oder zum Druck auf einem Laserdrucker geeignet.

Nicht beliebig groß

Die Anzahl der Pixel in einer Matrix-CCD oder die Anzahl der von einer dreifach linearen CCD erfaßten Meßwerte er-

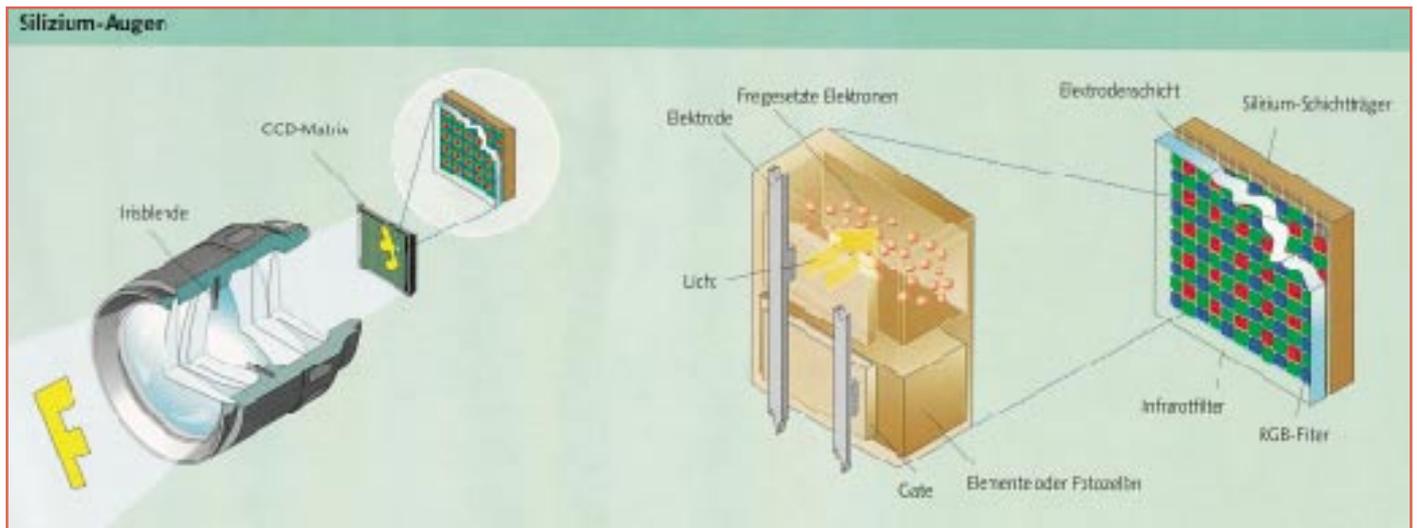


Bild 7: Die Umladevorgänge im CCD-Chip werden durch die energiereichen Photonen des Lichts ausgelöst. Grafik: Agfa

möglichst es neben der erreichbaren Druckqualität auch, die maximal durch den Chip auslegbare Bildgröße festzulegen. So kann z. B. einmal als Vergleich zu den semiprofessionellen Kameras, erst eine CCD-Matrix von 2048 x 2048 eine Bildgröße in Druckauflösung (300 dpi) aufnehmen, die etwa einer A5-Seite entspricht.

Damit soll eindeutig gesagt werden, daß Kameras mit geringeren Auflösungen nur durch Interpolation und ggf. Verkleinerung der Abbildung Bilder ausgeben können, die auch für den professionellen Druck geeignet sind, was jedoch im Consumersegment von zweitrangiger Bedeutung ist. Man sollte es jedoch wissen, wenn man einkauft und die Werbung für das Gerät in Superlativen schwelgt.

Hier wird leider häufig, wie auch bei manchen Farbdruckern der Computerbranche mit „getürkten“ Ausdrucken geworben. Deshalb der lange Exkurs durch Pixel und Auflösungen.

Auch wichtig: Farbtiefe

Abschließend dazu wollen wir noch einmal das Problem der sogenannten Farbtiefe besprechen. Diese kennzeichnet die mögliche Abstufung eines Bildpunktes in Graustufen. Auch die Farbkanäle werden eigentlich nur in Graustufen erfaßt, die Farbzuzuordnung erfolgt, wie wir bereits wissen, durch die RGB-Filter und die entsprechende Zusammenrechnung nach dem CCD-Chip.

Die Farbtiefe der meisten Consumer- und semiprofessionellen Kameras beträgt dabei 24 Bit, also acht Bit je Farbe und damit 256 Farb- bzw. Graustufen. Während bei einem Schwarz/Weiß-Bild diese Auflösung das Maximum darstellt, was das menschliche Auge verarbeiten kann, stellen 24 Bit bei Farbe den Standard dar, der heute Norm bei der Verarbeitung der

Bilder auf einem Computer ist. Damit sind 16,7 Millionen Farben darstellbar, also praktisch das gesamte Farbspektrum, das wir sehen können.

Reichen 24 Bit?

Diese Zahl 16,7 Mio. setzt sich wie folgt zusammen: Jeder Bildpunkt wird in 256 Graustufen, also einer kompletten 8-Bit-Zahl erfaßt.

Bei Farberfassung setzt sich das fertige Bild also aus 3×256 Graustufen, exakt gesagt $256 \times 256 \times 256 = 16,7$ Mio. zusammen (nicht mit Pixeln verwechseln!) - in der Computertechnik als True-color bekannt.

Hochwertigere Digitalkameras arbeiten hier schon mit 30 Bit, d. h. mit 1024 Farbstufen und ermöglichen dadurch Reserven bei der Weiterverarbeitung des Bildmaterials.

Denn an nur 8 Bit tiefen Bilddaten sind ohne Verlust an Qualität kaum Veränderungen z. B. der Helligkeit oder des Kontrastes möglich, weil ein Teil der 256 Graustufen dabei durch Interpolationsprozesse einfach „abgeschnitten“ wird.

Bitte noch ein Bit

Dazu kommen bei dieser knappen Kalkulation noch Verluste des Dynamikumfangs durch die folgende AD-Wandlung und die damit direkt zusammenhängende Anzahl der möglichen Blendenstufen. Deshalb sind die „besseren“ AD-Wandler immer ein oder zwei Bit „besser“, als es eigentlich erforderlich ist, also wird z. B. ein 10Bit-AD-Wandler für die Erzeugung von letztendlich 8 Bit Farbtiefe je Kanal und dem möglichen Tonwertumfang von 8 Blendenstufen eingesetzt.

Die Bittiefe von 30 Bit ist für das Auge eigentlich nicht erforderlich, jedoch sind

die Daten dann quasi ohne Verluste weiterverarbeitbar. Dazu kommt, je weiter die Farbtiefe bzw. die Anzahl der Graustufen heraufgesetzt werden, ein sich immer mehr erweiternder Tonwertumfang. Dieser ist faktisch verantwortlich für den Umfang des sich im fertigen Bild wiederfindenden Tonwertspektrums zwischen tiefschwarz und weiß. Ist das Tonwertspektrum zu gering, ist auch die Anzahl der Abstufungen zwischen diesen beiden Extremen zu gering, das Bild ist dann zu dunkel oder zu hell, je nach Aufnahmeumgebung.

Deshalb z. B. haben heute schon einfache Flachbettscanner eine Farbtiefe von 30 Bit und mehr, Trommelscanner arbeiten mit 48 Bit Farbtiefe, was dem Lithoprofi einen enormen Spielraum beim Bearbeiten und Umwandeln von Bilddaten gibt und es dem Layouter ermöglicht, solch ein Bild auch im gewissen Rahmen elektronisch zu vergrößern.

Im übrigen, bei der Speicherung und anschließenden Weiterverarbeitung bis zum fertigen Druckfilm etwa werden heute üblicherweise alle Daten sowieso auf 8 Bit je Farbe reduziert. Die Bearbeitung sollte also vorher erfolgen, sofern man über eine höher aufgelöste Datei verfügt.

In diesem Zusammenhang danken wir der Firma Agfa, Vertriebsgesellschaft für grafische Systeme, für die Bereitstellung umfangreichen Illustrationsmaterials zu diesem Thema.

Wer tiefer in die Problematik der digitalen Bildverarbeitung, des Scannens und der digitalen Farbe einsteigen möchte, kann die gerade für Einsteiger äußerst informativen Agfa-Broschüren über ELV beziehen (siehe Angebotsteil).

Doch genug der Theorie, sehen wir uns im zweiten Teil des Artikels den derzeitigen Consumermarkt inklusive zugehöriger Daten in der Preisklasse bis ca. 2000 DM einmal näher an.

ELV



Einschalt- optimierung für Großverbraucher bis 4000 VA

Diese neue Einschaltoptimierung verhindert das Ansprechen der Netzsicherung beim Einschalten von Großverbrauchern.

Allgemeines

Bei einer Vielzahl von Verbrauchern für das 230V-Netz liegt der Einschalt- oder Anlaufstrom um ein Vielfaches höher als der Nennstrom. Gerade größere Motoren und Leistungstrafos wirken im Einschaltmoment oft wie ein Kurzschluß für die Versorgungsspannung. Glühlampen, wie z. B. Halogenfluter, besitzen im kalten Zustand nur etwa 7% des Innenwiderstandes vom Nennbetrieb.

Bei Kleinverbrauchern spielt dieser Effekt eine untergeordnete Rolle. Großverbraucher hingegen, deren Nennstrom bereits in der Größenordnung der vorgeschalteten Netzsicherung liegt, können diese ansprechen lassen. Diese Verbraucher können somit nicht bestimmungsgemäß in Betrieb genommen werden, auch wenn die Netzsicherung für den normalen Betrieb ausreicht.

Die Einschaltoptimierung von ELV verhindert das Ansprechen der Netzsicherung, indem im Einschaltmoment eine Strombegrenzung durch einen speziellen, impulsfesten NTC-Serienwiderstand vorgenommen wird. Nach Begrenzung der Stromspitze unterscheidet die ELV-Einschaltoptimierung jetzt 2 Bereiche, je nach Scheinleistung des angeschlossenen Verbrauchers:

1. Die angeschlossene Scheinleistung ist kleiner als 200 VA. In diesem Betriebsfall reduziert sich der Serienwiderstand des NTC kontinuierlich, bis ein vom Strom abhängiger, stationärer Wert erreicht ist. Der Verbraucher wird in diesem Betriebsfall über den NTC betrieben.
2. Die angeschlossene Scheinleistung ist größer als 200 VA. Nach einer lastabhängigen Zeitspanne von 0,4 bis 1 s schaltet ein 16A-Leistungsrelais den Verbraucher direkt ans Netz und überbrückt den NTC.

Die Einschaltoptimierung ist für praktisch alle Netzverbraucher mit Dauer-Nennströmen von bis zu 16 A geeignet. Es spielt keine Rolle, ob es sich um ohmsche, induktive, kapazitive und Mischlasten handelt, da der Strom durch einen rein ohmschen Widerstand begrenzt wird.

Die innovative Schaltung ist in einem Stecker-Steckdosengehäuse untergebracht für einen denkbar einfachen Einsatz: Der Verbraucher wird nicht direkt mit dem Netz verbunden, sondern über das Stecker-Steckdosengehäuse. Wichtig dabei ist nur, daß die Einschaltoptimierung zunächst mit dem Netz verbunden wird, bevor der Verbraucher in die integrierte Netzsteckdose gesteckt wird. Damit ist sichergestellt, daß sich die Schaltung bereits im stationären Zustand befindet, bevor der Verbraucher zugeschaltet wird.

Schaltung

Abbildung 1 zeigt das Schaltbild der Einschaltoptimierung. Zwischen ST 1 und ST 2 steht die 230V-Netzspannung an. Ein Kondensatornetzteil realisiert die Spannungsversorgung der Gesamtschaltung. Der X2-Kondensator C 1 liegt in Reihe mit der Transil-Schutzdiode D 1, die wie eine bidirektionale Z-Diode arbeitet.

An D 1 liegt eine 50Hz-Rechteckspannung mit einer Amplitude von 24 V an. Die Diode D 2 bildet einen Einweg-Gleichrichter und lädt C 2 auf ca. 23 V auf. Dies ist die ungestabilisierte Versorgungsspannung, mit der das Leistungsrelais RE 1 geschaltet wird. Der als Längsregler arbeitende Transistor T 1 stabilisiert die Versorgungsspannung für den restlichen Schaltungsteil auf 6 V.

Zentrales Bauelement für den Sanftanlauf stellt der Heißeiter NTC 1 dar. Hierbei handelt es sich um einen speziell für den Sanftanlauf konzipierten Heißeiter mit einem Nennwiderstand von 33 Ω bei 25°C. Unter der Annahme, daß der Verbraucher im Einschaltmoment einen Kurzschluß darstellt, ergibt sich der maximale Einschaltstrom zu $230V/33\Omega = 7A$, wodurch die Netzsicherung im allgemeinen nicht anspricht.

Nachdem die Stromspitze während des Einschaltens begrenzt wurde, ruft die zwischen ST 3 und ST 4 geschaltete Last einen Laststrom hervor, der über NTC 1 und die Temperatursicherung TS 1 fließt. Der Laststrom wird gleichzeitig über den Shuntwiderstand R 0 gemessen. Je nach Größe ergeben sich wie bereits vorstehend erläutert 2 Betriebsfälle:

1. Ist der gemessene Strom kleiner als eine entsprechende Scheinleistung von 200 VA, schaltet das Relais nicht, da der NTC in diesem Fall ausreicht, um den Strom zu führen. Der NTC erwärmt

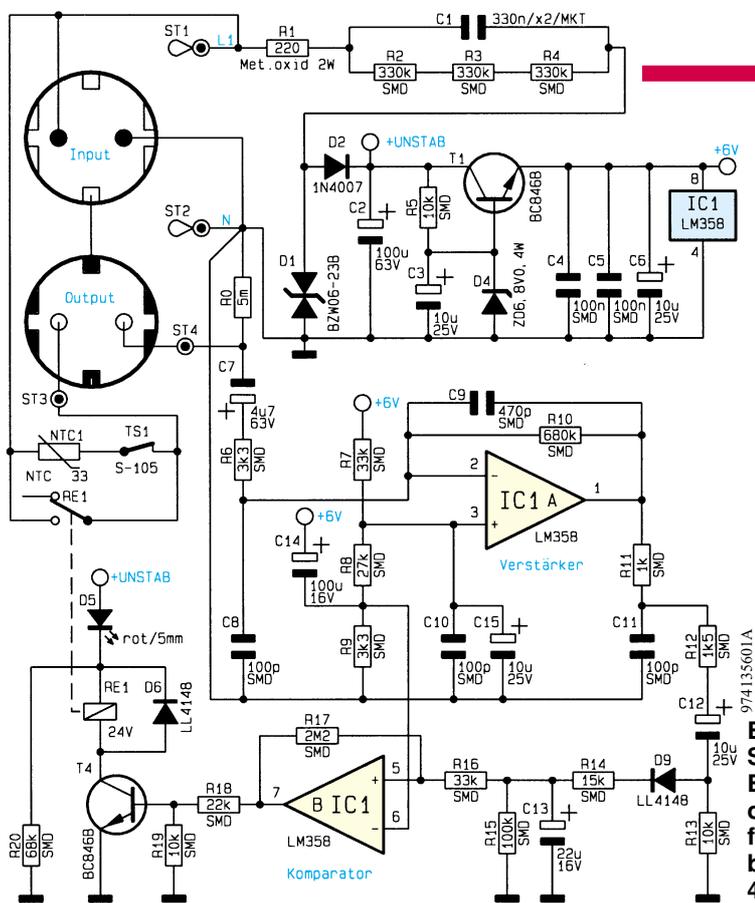


Bild 1:
Schaltbild der
Schnittbild-
optimierung
für Großver-
braucher bis
4000 VA

sich, wodurch der Widerstandswert kontinuierlich abnimmt. Der Strom steigt an, bis der stationäre Wert erreicht wird. Der erreichte Widerstandswert R_{NTC} läßt sich mit der Näherungsformel $R_{NTC} = 1,78 \times I^{-1,37}$ errechnen, wobei die Minimal- und Maximalwerte zwischen $0,5 \Omega$ und 33Ω liegen.

2. Ist hingegen die Scheinleistung größer als 200 VA, so wird nach 0,4 bis 1 s das Relais geschaltet und übernimmt den Laststrom.

Die Temperatursicherung TS 1 ist aus Sicherheitsgründen in den Lastkreis geschaltet und löst bei einer Temperatur von 106°C aus. Falls es durch Überlastung des NTCs bei defekter Schaltung zu einer unzulässigen Temperaturerhöhung im Gehäuseinneren kommt, wird der Verbraucher automatisch abgeschaltet.

Die vorher bereits erwähnte Strommessung erfolgt über den Shuntwiderstand R 0. Dieser liefert eine dem Strom proportionale Spannung, die über C 7 abgegriffen wird. Diese Spannung gelangt auf den mit IC 1 A realisierten invertierenden Verstärker, der den Signalpegel um den Faktor $R10/R6 = 680k/3k3 = 206$ anhebt. Der Spannungsteiler R7/R8/R9 legt den Gleichspannungspegel dieser Verstärkerschaltung auf ca. 3 V fest, so daß sich die verstärkte Wechselspannung um diesen Wert herum bewegt.

Die Wechselspannung gelangt über R 12 und C 12 auf den mit D 9, R 14, C 13 und R 15 realisierten Einweggleichrichter. IC 1 B bildet in Verbindung mit R 16 und R 17 einen Komparator mit einer Hysterese von ca. 100 mV. Ist die gleichgerichtete

Spannung größer als 0,3 V schaltet der Transistor T 4 das Leistungsrelais durch. Die Schaltung wurde so dimensioniert, daß die Schaltschwelle bei 0,87 A liegt, was einer Verbraucherscheinleistung von 200 VA entspricht.

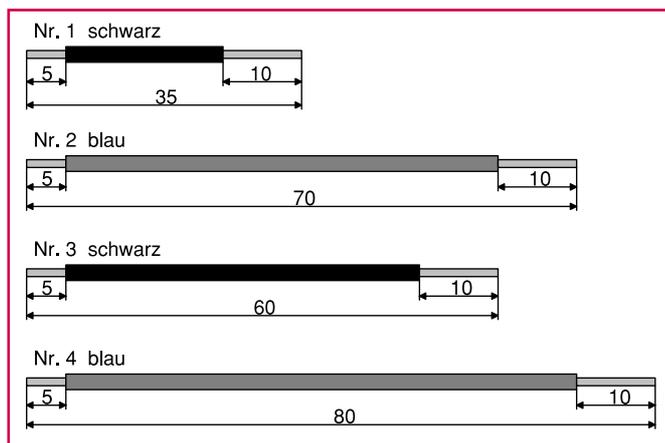
Nachbau

Die Schaltung (Abb. 1) ist in dem neuen ELV-Stecker-Steckdosengehäuse untergebracht, das sich insbesondere durch Formschönheit und einfache Montage auszeichnet. Die 60×61 mm messende einseitige Platine ist sowohl mit SMD- als auch mit bedrahteten Bauelementen zu bestücken.

Die SMD-Bauelemente befinden sich ausschließlich auf der Lötseite und werden anhand von Bestückungsplan, Platinenfoto und Stückliste montiert. Die Bauelemente sind mit einer Pinzette zu platzieren, festzuhalten und zu verlöten. Die Reihenfolge der Montage sollte wie folgt sein: Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden, IC 1.

Die Widerstände R 2 bis R 4 sind in der Bauform 1206 ausgeführt, die restlichen Widerstände in 0805. Bei der Montage von IC 1 ist auf die Übereinstimmung der Markierungen im Bestückungs-

Bild 2:
Vorzubereitende
Kabelabschnitte



druck und auf dem Bauteil zu achten. Bei der Montage ist äußerst sorgfältig vorzugehen, um beim Verlöten Kurzschlüsse zu vermeiden.

Die bedrahteten Bauteile befinden sich auf der Komponentenseite und werden ebenfalls anhand von Bestückungsplan, Platinenfoto und Stückliste montiert. Wir beginnen mit dem Shuntwiderstand R 0, der aus 1,2 mm starkem Manganindraht besteht. Der Draht ist an beiden Enden um 90° abzuwinkeln, so daß sich ein Rastermaß von 10 mm ergibt. Für die Montage wird der so vorgefertigte Shuntwiderstand durch die vorgesehenen Bohrungen geschoben, bis er auf der Platine aufliegt. Auf der Lötseite wird er unter Zugabe von reichlich Lötzinn verlötet. Die überstehenden Drahtenden sind zu kürzen, ohne dabei die Lötstellen zu beschädigen.

Es folgt die Montage aller weiteren Bauelemente, bis auf die Temperatursicherung TS 1 und das Relais RE 1. Die Bauteile werden eingesetzt und die Anschlußbeine auf der Rückseite leicht auseinandergebogen. Anschließend erfolgt das Verlöten. Auch hier sind die Anschlußdrähte mit einem Seitenschneider zu kürzen. Beim Einbau der Leuchtdiode D 5 ist zu beachten, daß der Abstand zwischen Gehäuse und Platinenoberfläche 14 mm beträgt.

Im folgenden Schritt werden die Anschlußkabel montiert, die, wie in Abbildung 2 gezeigt, vorzubereiten sind. Das 35 mm lange, schwarze Kabel (Nr. 1) wird mit dem auf 5 mm abisolierten Ende in die Bohrung ST 1 eingeführt und auf der Rückseite unter Zugabe von reichlich Lötzinn verlötet. Beim Einführen ist darauf zu achten, daß jede einzelne Ader mit durch die Bohrung geschoben wird. Das 60 mm lange, schwarze Kabel (Nr. 3) ist mit dem auf 5 mm abisolierten Ende in die Bohrung ST 3 einzuführen und zu verlöten. Die beiden blauen Kabel werden mit den auf 5 mm abisolierten Enden in den Bohrungen ST 2 (Nr. 2) und ST 4 (Nr. 4) verlötet.

An dieser Stelle sind die Buchsenkontakte in die seitlichen Schlitze des Steckers zu schieben. Die Anschlußbelegung für

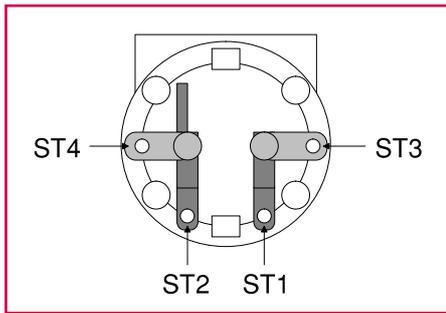


Bild 3: Anschlußbelegung des Steckereinsatzes

den so vorbereiteten Stecker ist in Abbildung 3 dargestellt.

Die auf 10 mm abisolierten Enden der vorher in der Platine verlöteten Kabel sind jeweils von der Unterseite her in die Bohrungen der Anschlüsse einzuführen und so umzubiegen, daß kein Herausrutschen des Kabels mehr möglich ist. Jetzt wird unter Zugabe von reichlich Lötzinn verlötet.

Im nächsten Schritt erfolgt der Einbau die Temperatursicherung TS 1. Dabei ist besondere Vorsicht geboten, da diese bereits bei einer Temperatur von 106°C irreversibel zerstört wird. Der Abstand zwischen Gehäuse und Platinenoberfläche soll 5 mm betragen. Am günstigsten ist es, die Anschlußbeine beim Verlöten auf der Komponentenseite mit einer Spitzzange o. ä.

festzuhalten, damit die Wärme bereits vor dem Bauteil abgeführt wird. Auf kurze Lötzeiten ist zu achten. Im Anschluß folgt das Einsetzen und Verlöten von RE 1.

Bevor die so fertiggestellte und komplett mit dem Stecker verkabelte Platine in die Gehäuseunterhalbschale eingesetzt wird, müssen sowohl die korrekte Bestückung als auch das saubere Verlöten kontrolliert werden. Der Stecker ist mit der abgeflachten Seite nach obenweisend in das Loch der Unterhalbschale einzusetzen und fest anzudrücken. Die Platine wird mit zwei Knippingschrauben 2,2 x 6,5 mm

festgeschraubt. Nachfolgend ist der Schutzkontaktverbinder in den Steckereinsatz einzusetzen.

In die Steckdosenabdeckung muß die Kindersicherung wie folgt eingebaut werden:

- Einsetzen des Abdeckplättchens
- Einbau der Feder
- Aufsetzen der Abdeckung

Die so komplettierte Steckdosenabdeckung ist mit der runden Seite nach untenweisend in den Steckereinsatz einzusetzen und so weit wie möglich hineinzudrücken. Im letzten Schritt folgt das Aufsetzen der Gehäuseoberhalbschale und das Verschrauben mit den 4 Gehäuseschrauben auf der Unterseite. Damit ist der Nachbau fertiggestellt, und das Gerät kann in Betrieb genommen werden.

Achtung: Innerhalb des Gerätes ist die lebensgefährliche 230V-Netzspannung frei geführt. Aufbau und Inbetriebnahme dürfen daher nur von Fachkräften vorgenommen werden, die aufgrund ihrer Ausbildung dazu befugt sind. Die geltenden Sicherheits- und VDE-Bestimmungen sind zu beachten.

Das Gerät darf nur in einwandfrei aufgebautem und ordnungsgemäß geschlossenem Gehäuse in Betrieb genommen werden. **ELV**

Stückliste: Einschalt-optimierung für Großverbraucher

Widerstände:

2cm Manganindraht,	
5mΩ (0,3835Ω/m)	R0
220Ω/Metalloxid/2W	R1
1kΩ/SMD	R11
1,5kΩ/SMD	R12
3,3kΩ/SMD	R6, R9
10kΩ/SMD	R5, R13, R19
15kΩ/SMD	R14
22kΩ/SMD	R18
27kΩ/SMD	R8
33kΩ/SMD	R7, R16
68kΩ/SMD	R20
100kΩ/SMD	R15
330kΩ/SMD	R2-R4
680kΩ/SMD	R10
2,2MΩ/SMD	R17

Kondensatoren:

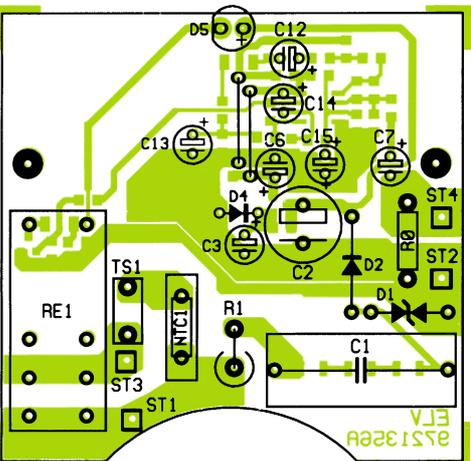
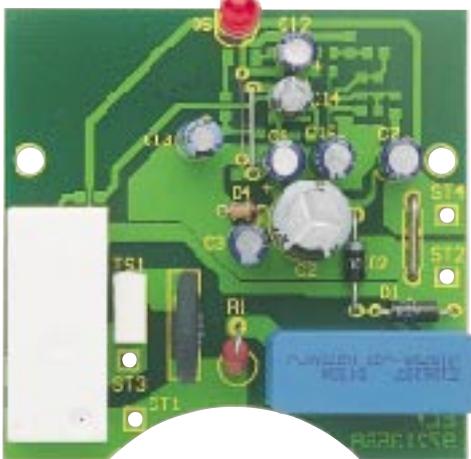
100pF/SMD	C8, C10, C11
470pF/SMD	C9
100nF/SMD	C4, C5
330nF/X2/MKT	C1
4,7µF/63V	C7
10µF/25V	C3, C6, C12, C15
22µF/16V	C13
100µF/16V	C14
100µF/63V	C2

Halbleiter:

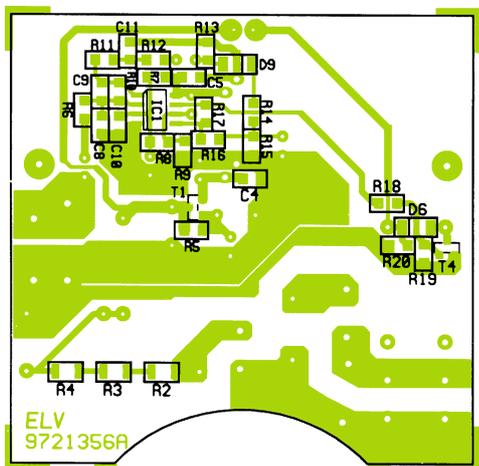
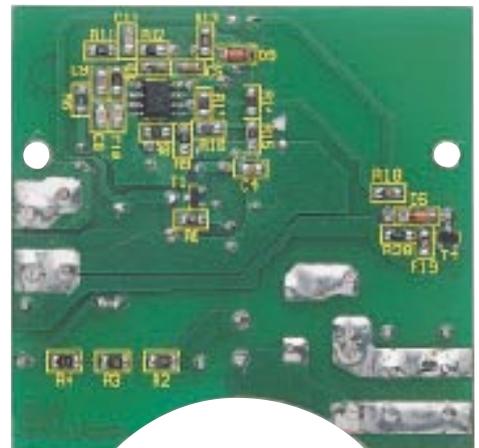
LM358/SMD	IC1
BC846B	T1, T4
BZW06-23B	D1
1N4007	D2
ZPD6,8V/0,4W	D4
LL4148	D6, D9
LED, 5 mm, rot	D5

Sonstiges:

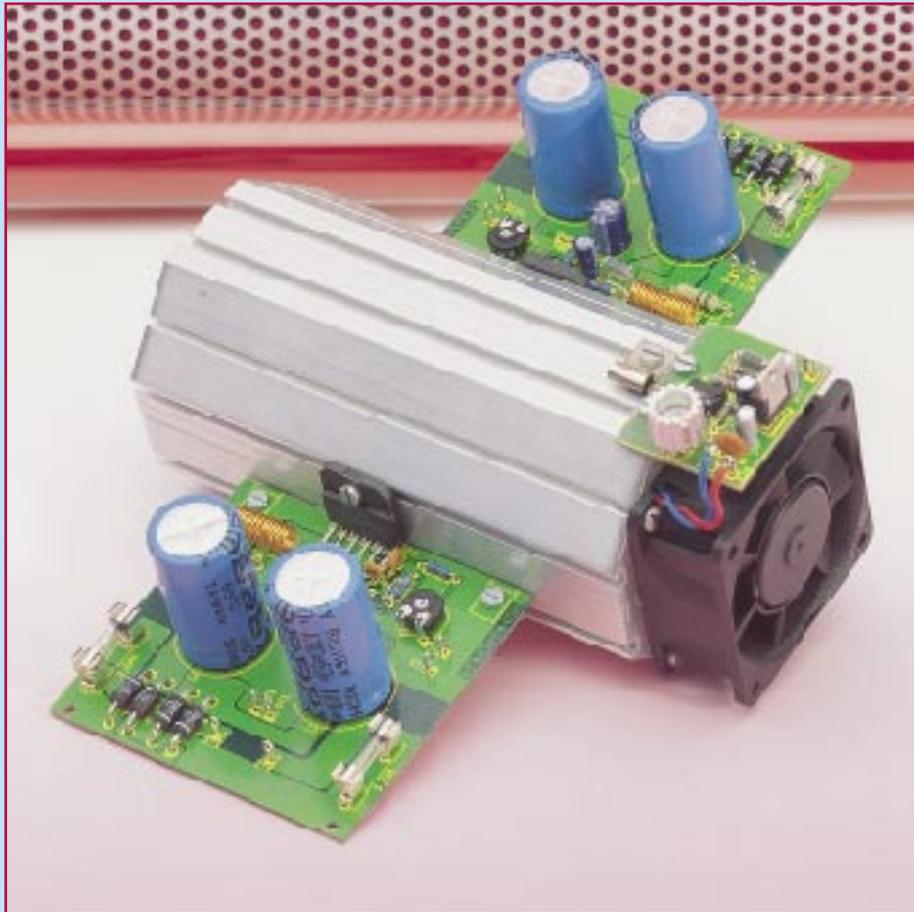
NTC33	NTC1
Temperatursicherung, S-105	TS1
Relais, 24V, 1 x um/16 A	RE1
1 Stecker/Steckdosen-Gehäuse, komplett	
6 cm Schaltdraht, blank, versilbert	
10 cm Schaltdraht,	
ST1 x 1,5 mm ² , schwarz	
15cm Schaltdraht, ST1 x 1,5mm ² , blau	



Ansicht der fertig bestückten Platine mit zugehörigem Bestückungsplan



Ansicht der fertig bestückten Platine mit zugehörigem Bestückungsplan



150Watt-Audioverstärker der Spitzenklasse

60W-Sinus-Dauerleistung (150 Watt Musik) bei weniger als 0,03 % Klirrfaktor im Bereich von 20 Hz bis 20 kHz, mindestens 92 dB Signal-/Rauschabstand (ca. 110 dB bei 60 W) und ein extrem geringes Grundrauschen von 2 μ V sorgen bei diesem monolithischen Verstärkerbaustein für eine exzellente Klangqualität.

Allgemeines

Audio-Verstärker-ICs sind in zahlreichen Versionen und Leistungsklassen erhältlich und dadurch in vielen Audiogeräten und Verstärkern zu finden. Für gehobene Ansprüche reichen die technischen Daten der meisten Chips jedoch nicht aus.

Die hervorragenden technischen Daten der hier vorgestellten, mit dem monolithischen Audioverstärker LM 3886 von National Semiconductor realisierten Schaltung heben sich deutlich von den meisten anderen Verstärker-ICs ab.

Neben dem überzeugenden Klang ist der Baustein mit einer ganzen Reihe von Schutzfunktionen ausgestattet, die eine

Zerstörung des Chips bei Überlastung nahezu unmöglich machen. Der in einem 11poligen TO220-Gehäuse untergebrachte LM 3886 T ist nach außen elektrisch isoliert und benötigt daher keine Glimmerscheibe.

Die Ausgangsleistung von 60 W Sinus gilt bei einer Lautsprecherimpedanz von 4 Ω , wobei an 8 Ω immerhin noch 30 W Sinus möglich sind.

Eine automatische Mute-Funktion schützt vor Transienten beim Ein- und Ausschalten des Verstärkers.

Die Selbstschutzfunktion paßt die Ausgangsleistung des Bausteins an die jeweiligen Gegebenheiten an und schützt somit die Endstufentransistoren vor thermischer Überlast sowie Über- und Unterspannun-

gen. Auch ein Kurzschluß zwischen den Lautsprecher-Ausgängen oder einem Lautsprecher-Ausgang und der Versorgungsspannung führt nicht zur Zerstörung der Endstufe. Selbst bei länger anstehenden Fehlern bewahrt ein dynamischer SOA-Schutz (Save Operating Area) den Chip vor Zerstörung.

Die obere Grenzfrequenz des vollkommen galvanisch gekoppelten Verstärkers liegt bei über 40 kHz.

Trotz der exzellenten technischen Daten und den umfangreichen Schutzfunktionen ist die externe Beschaltung des LM 3886 T minimal. Sämtliche Komponenten eines Mono-Endverstärkers inkl. Netzteil (Gleichrichtung und Siebung) sind auf einer einseitigen Leiterplatte mit den Abmessun-

Technische Daten: 150W-Audioverstärker

Ausgangsleistung:	60W-Sinus-Dauerleistung (150 W Musikleistung)
Frequenzgang:	16Hz bis > 40 kHz
Signal-Rauschabstand:	mind. 92 dB (bei 60 W ca. 110 dB)
Klirrfaktor:	< 0,03 % bei 60W im Bereich von 20 Hz bis 20 kHz (typisch <0,015 %)
Verstärkung:	einstellbar bis ca. 27 dB an 4 Ω Last
Versorgungsspannung:	2x24 V~
Stromaufnahme bei 60 W:	ca. 2 x 2,2 A
Abmessungen der Leiterplatte:	85mmx81mm
Erforderlicher Wärmewiderstand des Kühlkörpers:	<1K/W

gen 85 mm x 81 mm untergebracht. Da auch die Absicherung der Versorgungsspannung bereits auf der Platine erfolgt, ist extern nur noch ein geeigneter Netztransformator anzuschließen.

In dieser Leistungsklasse ist unbedingt für eine entsprechende Kühlung des Verstärker-ICs zu sorgen. Für eine Dauer-Sinus-Ausgangsleistung von 60 W darf der Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufe max. 1 K/W bei 40°C Umgebungstemperatur betragen. Durch Wärmeleitpaste ist dafür zu sorgen, daß zwischen Chipgehäuse und Kühlkörper ein maximaler Wärmewiderstand von 0,2 K/W entsteht.

Für einen Stereo-Verstärker mit 2 Endstufen bietet sich der Einsatz des ELV-Lüfterkühlkörpers LK 75 mit einem Wärmewiderstand von weniger als 0,4 K/W und temperaturgeführter Lüftersteuerung an.

Da der Lüfter erst bei hoher Ausgangsleistung mit nennenswerter Drehzahl läuft, führt dies zu keiner Beeinträchtigung.

Für eine Mono-Endstufe ist das ELV-Kompakt-Lüfteraggregat LK 40 mit einem Wärmewiderstand von 0,73 k/W ausreichend. Selbstverständlich ist bei ausrei-

chender Luftzirkulation auch ein geeigneter Kühlkörper ohne Lüfter einsetzbar.

Der erforderliche Netztransformator muß 2 x 24 V~/2,2 A je Endverstärker liefern.

Schaltung

Die in Abbildung 1 dargestellte Schaltung zeigt, daß ein hochwertiger Audio-Leistungsverstärker bereits mit wenig Aufwand realisierbar ist. Neben dem Verstärkerbaustein und den Gleichrichterioden des Netzteils sind nur noch wenige passive Bauteile erforderlich.

Das Audio-Eingangssignal wird der Schaltung an ST 1 gegenüber Schaltungsmasse (ST 2) zugeführt und gelangt zunächst auf den zur Pegelanpassung dienenden Trimmer R 1. Vom Trimmerabgriff gelangt das Signal dann über R 2 direkt auf den nicht-invertierenden Eingang des LM 3886 (IC 1), wobei C 1 hochfrequente Störungen auf den Verstärkereingang verhindert.

Die Signalverstärkung des LM 3886 wird vom Verhältnis der RC-Kombination R 3, C 2 zum Rückkopplungs-Netzwerk R 4, R 5 und C 4 bestimmt. Gleichzeitig bestimm-

ten R 3 und C 2 die bei 16 Hz liegende untere Grenzfrequenz.

Die RC-Kombination im Rückkopplungs-zweig mit einer Grenzfrequenz von ca. 150 kHz dient in erster Linie zur Schwingneigungsunterdrückung. Des weiteren verhindert die am Ausgang des Verstärkers (Pin 3) liegende RC-Kombination (R 7, C 7) eine Schwingneigung.

Über die Spule L 1 zur HF-Unterdrückung mit parallel geschaltetem Dämpfungswiderstand (R 8) wird das verstärkte Ausgangssignal direkt auf den an ST 7 und ST 8 anzuschließenden Lautsprecher gekoppelt.

An Pin 8 des Bausteins steht eine Mute-Funktion zur Verfügung, die das Audio-Signal abschaltet, wenn die Drahtbrücke BR 1 geöffnet wird. Die Zeitkonstante für die Mute-Funktion wird durch R 6, C 6 bestimmt.

Um die volle Ausgangsleistung von 60W-Sinus (150 W Musik) zu erreichen, ist eine minimale Betriebsspannung von ± 28 V an Pin 1 und Pin 4 des LM 3886 erforderlich.

Da bei unserem hochwertigen Endverstärker sowohl die Gleichrichtung als auch die Siebelkos auf der Leiterplatte untergebracht sind, ist an die Lötstifte ST 3 bis ST 6 nur ein geeigneter Netztransformator anzuschließen. Die von den Wicklungen des Netztrafos gelieferte Wechselspannung gelangt über die Sicherungen SI 1 und SI 2 auf die beiden mit D 1 bis D 4 realisierten Mittelpunkt-Zweiweg-Gleichrichterschaltungen. Die Elektrolytkondensatoren C 3, C 5 sorgen für die Siebung.

Nachbau

Aufgrund der geringen Anzahl an Bauelementen ist der Aufbau dieses NF-End-

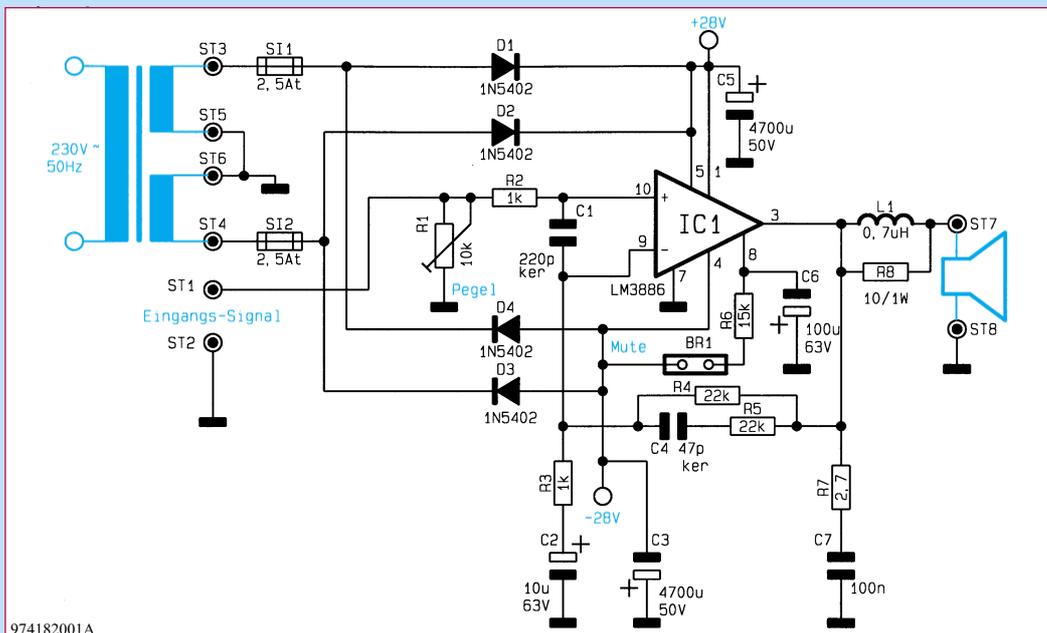
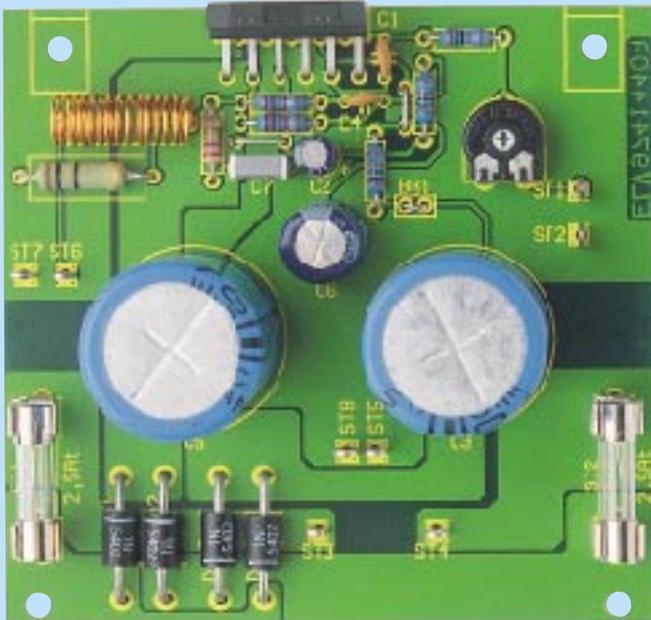


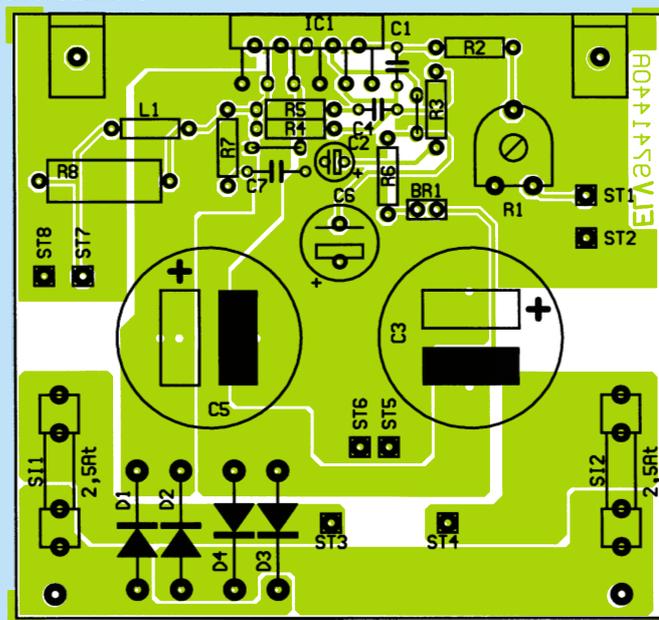
Bild 1: Schaltbild des hochwertigen Audio-Leistungsverstärkers

974182001A

Ansicht der fertig bestückten Leiterplatte



Bestückungsplan des Endverstärkers



verstärkers in ca. einer halben Stunde zu bewerkstelligen.

Wir halten uns bei der Bestückung der 85 x 81 mm großen Leiterplatte genau an die Stückliste und den Bestückungsplan. Des weiteren befindet sich zur Orientierung ein Bestückungsdruck auf der Leiterplatte.

Die Bestückungsarbeiten beginnen mit dem Einlöten von zwei Drahtbrücken neben R 3 und C 7. Sofern die Mute-Funktion nicht genutzt wird, ist für die Brücke BR 1 ebenfalls ein versilberter Schaltdraht einzusetzen.

Danach sind die Widerstände einzulöten und die überstehenden Drahtenden direkt oberhalb der Leiterplatte mit einem scharfen Seitenschneider abzuschneiden.

Nun werden zum Anschluß der Versor-

gungsleitungen 8 Lötstifte mit Öse stramm in die zugehörigen Bohrungen der Platine gepreßt und unter Zugabe von ausreichend Lötzinn festgesetzt.

Die an der Katodenseite durch einen Ring gekennzeichneten Gleichrichter-Dioden D 1 bis D 4 sind mit ca. 2 mm Abstand zur Leiterplatte einzulöten.

Es folgen die Folien- und Keramik-Kondensatoren, die so tief wie möglich zu bestücken sind.

Nach dem Einlöten der beiden Platinen-Sicherungshalter sind gleich die Sicherungen (SI 1, SI 2) einzusetzen.

Bei den hohen Spannungen im Verstärker ist die korrekte Polarität der Elektrolytkondensatoren besonders wichtig. Die Elkos sind üblicherweise am Minuspol gekennzeichnet.

Stückliste: 150W-Audioverstärker

Widerstände:

2,7Ω	R7
10Ω/2W (Metalloxid)	R8
1kΩ	R2, R3
15kΩ	R6
22kΩ	R4, R5
PT10, liegend, 10kΩ	R1

Kondensatoren:

47pF/ker	C4
220pF/ker	C1
100nF	C7
10µF/63V	C2
100µF/63V	C6
4700µF/50V	C3, C5

Halbleiter:

LM3886T	IC1
1N5402	D1-D4

Sonstiges:

- 30 cm Kupferlackdraht, 0,65 mmØ, 0,7 µH
- L1
- Lötstifte mit Lötöse
- ST1-ST8
- Sicherungen, träge, 2,5 A ...
- SI1, SI2
- 2 Platinensicherungshalter (2 Hälften)
- 4 Zylinderkopfschrauben, M3 x 5 mm
- 1 Zylinderkopfschraube, M 3 x 6 mm
- 3 Muttern, M3
- 2 Befestigungswinkel, vernickelt
- 5 cm Schaltdraht, blank, versilbert

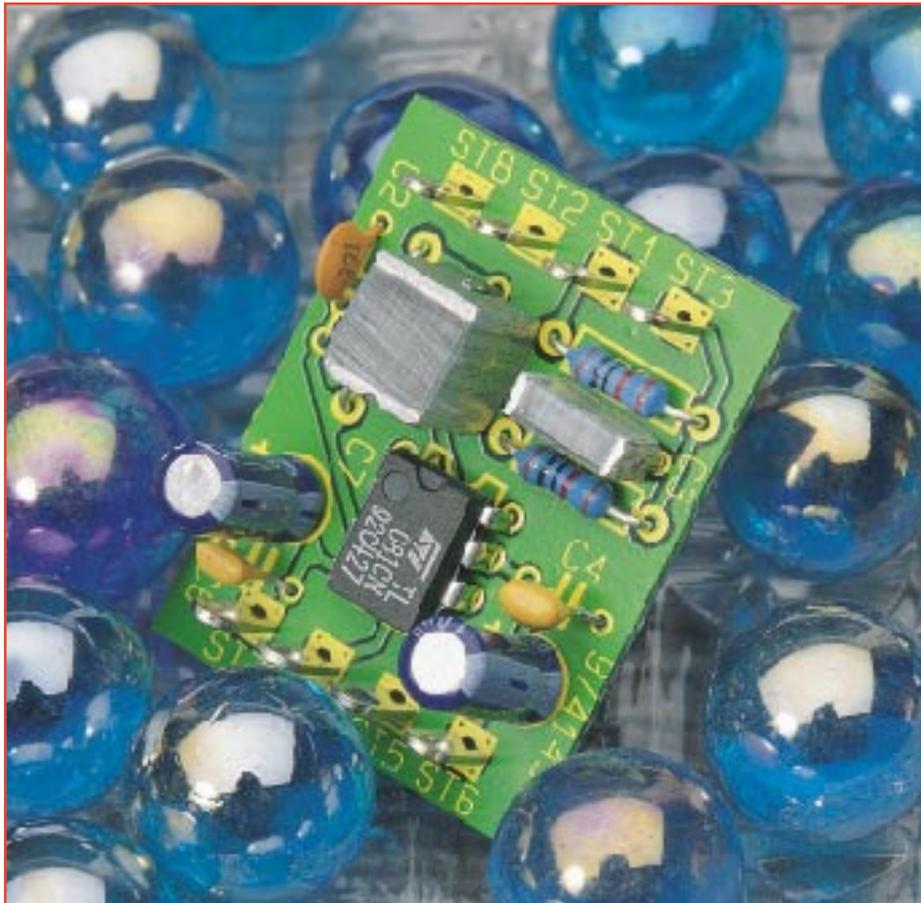
Nach Einlöten des Trimmers R 1 wenden wir uns der Luftspule L 1 zu, die aus 30 cm Kupferlackdraht mit 0,65 mm Durchmesser herzustellen ist. Der Draht ist so auf den Schaft eines 5,5mm-Bohrers zu wickeln, daß eine Wendel mit insgesamt 15 Windungen entsteht.

Als letztes zu bestückendes Bauelement bleibt der hochwertige Verstärkerbaustein des Typs LM 3886 T. Beim Verlöten der Anschlußpins ist sorgfältig darauf zu achten, daß keine Kurzschlüsse entstehen.

Nachdem alle Bauelemente so weit bestückt sind, ist eine gründliche Überprüfung der Leiterplatte hinsichtlich Löt- und Bestückungsfehlern sinnvoll.

Vor der ersten Inbetriebnahme ist der Chip unter Zugabe von Wärmeleitpaste zur Verringerung des Wärmewiderstandes an den vorgesehenen Kühlkörper anzuschrauben. Ein Betrieb der Endstufe ohne Kühlkörper ist nicht zulässig.

Des weiteren ist der leistungsfähige Verstärker für den Betrieb in ein geeignetes Kunststoff- oder Metallgehäuse einzubauen. ELV



Universal- Filterschaltungen

Diese Artikelserie beschreibt Vorgehensweisen für die Realisierung von analogen Filterschaltungen aktiver und passiver Bauweise. Die für die Dimensionierung erforderlichen mathematischen Grundlagen werden dargelegt und praktische Schaltungen vorgestellt.

Allgemeines

Filter können sowohl aktiv als auch passiv ausgeführt werden. Aktive Filter sind aufgrund der Entkopplung durch einzelne Verstärkungsstufen auch bei höheren Ordnungen wesentlich einfacher dimensionierbar, da eine Kaskadierung von mehreren Filterstufen ohne gegenseitige Beeinflussung problemlos möglich ist. Eine Begrenzung der Einsatzmöglichkeiten dieser Fil-

ter ist meistens durch die Frequenz des Nutzsymbols gegeben. Liegt diese im kHz-Bereich, so sind aktive Filter problemlos mit Standard-Operationsverstärkern realisierbar. Für höhere Frequenzen sind hochwertigere OPs mit Verstärkungs-Bandbreitenprodukten von mehreren 10 MHz und hoher Großsignalbandbreite erforderlich, was die Kosten schnell in die Höhe treiben kann. Bei noch höheren Frequenzen sind dann passive Lösungen gefragt, die aufgrund der Verkopplung der einzelnen Bau-

elemente und Stufen schwieriger zu berechnen sind.

Technische Daten: Universal-Tiefpass

Filterordnung: wahlweise 2 oder 3
Betriebsspannung U_b : \pm (5 bis 18V)
max. Grenzfrequenz: 100 kHz
max. Eingangsfrequenz: 100 kHz
max. Eingangsspannung: $\pm U_b$
Stromaufnahme: 1,5 mA



Bild 1: Amplituden-Frequenzgang eines idealen Tiefpasses

Darlington-Verfahren

Das Darlington-Verfahren setzt die aus der Approximation erhaltene Übertragungsfunktion $F(p)$ direkt in die Filterschaltung um. Das mathematische Verfahren ist jedoch aufwendig und wird in der Praxis selten angewandt, zumal sich dieses Verfahren in erster Linie für passive Filter eignet.

Koeffizientenvergleich

Der Koeffizientenvergleich stützt sich auf vorhandene Filterschaltungen und deren bekannte Übertragungsfunktionen. Die Dimensionierung der Bauteile erfolgt durch den Vergleich der Koeffizienten in beiden Übertragungsfunktionen. Man erhält ein Gleichungssystem, das die entsprechenden Bauteilwerte liefert. Da in der Praxis viele aktive und passive Filterschaltungen inklusive der zugehörigen Übertragungsfunktionen bekannt sind, ist dieses Verfahren meist ein schneller Weg. Fehlt die Übertragungsfunktion zu einer Schaltung, so kann diese durch ein Netzwerkanalyseverfahren, wie z. B. das Knotenpotentialverfahren, ermittelt werden.

Approximationsverfahren

Bei der Auswahl des Verfahrens zur Erlangung der Filterfunktion ist immer ein Kompromiß zu schließen zwischen Aufwand, erforderlicher Dämpfung, Steilheit und Phasenverlauf. Nachfolgend werden die gängigen Verfahren mit ihren Vor- und Nachteilen sowie die zugehörigen Übertragungsfunktionen für 2te und 3te Ordnung aufgeführt. Die Übertragungsfunktionen sind bereits bis in ihre endgültige Form berechnet und umgeformt, da die genaue Darstellung der Berechnung den Rahmen dieses Artikels sprengen würde.

Je nach Einsatz sind verschiedene Filtercharakteristika gefordert. Grundsätzlich kann zwischen Tiefpass, Hochpass, Bandpass, Bandsperre und Allpass unterschieden werden.

Dabei kommt den Tiefpässen im allgemeinen die wichtigste Bedeutung zu.

Hochpässe und Bandpässe können durch geeignete Transformationen (Tiefpass \rightarrow Hochpass, Tiefpass \rightarrow Bandpass) erzeugt werden.

Abbildung 1 zeigt den Amplituden-Frequenzgang eines idealen Tiefpasses. Dieser Tiefpass besitzt an der Grenzfrequenz f_g den Sprung vom Durchlaß- in den Sperrbereich, d. h. Frequenzen unterhalb von f_g passieren das Filter, während Frequenzen oberhalb von f_g vollständig unterdrückt werden.

Die vorher genannten Anforderungen an einen Tiefpass sind in der Praxis jedoch nicht realisierbar, sondern lediglich mehr oder minder gut approximierbar.

Nachfolgend stellen wir die wesentlichen mathematischen Grundlagen vor. Das vollständige Verständnis dieser Grundlagen ist nicht unbedingt erforderlich, um die in diesem Artikel vorgestellten Filterschaltungen zu dimensionieren. Anhand der Tabellen und Beispiele ist es auch dem mathematisch nicht versierten Leser möglich, auf einfache Weise Schaltungen zu dimensionieren.

Approximation von Filterfunktionen und Filtersyntheseverfahren

Für die Annäherung an die ideale Filterfunktion gemäß Abbildung 1 gibt es mehrere mathematische Verfahren, sogenannte Approximationsverfahren. Diese Approximationsverfahren erzeugen eine Übertragungsfunktion $F(p)$. Diese wird durch den Quotienten von Ausgangsspannung $U_a(p)$ und Eingangsspannung $U_e(p)$ definiert.

$$F(p) = \frac{U_a(p)}{U_e(p)}$$

Dabei sind $U_a(p)$ und $U_e(p)$ die Laplace-Transformierten der an der Filterschaltung anliegenden Spannungen. Die Übertra-

gungsfunktion eines Tiefpasses hat im allgemeinen die Form:

$$F(p) = \frac{A}{p^{n_1} a_n + \dots + p^2 a_2 + p a_1 + 1}$$

Darin sind a_n, \dots, a_2, a_1 positive reelle Koeffizienten, A ein reeller Faktor, der lediglich eine quantitative Signalbewertung, d. h. Verstärkung, Abschwächung oder Phasendrehung von 180° hervorruft.

Die Filtercharakteristik wird durch die Lage der Polstellen der Übertragungsfunktion $F(p)$ in der komplexen p -Ebene bestimmt. Im allgemeinen liefert das angewandte Approximationsverfahren die Polstellen der Übertragungsfunktion $F(p)$. Durch geeignete Zusammenfassung und Umformung ergibt sich dann obige Darstellungsform.

Die Ordnung n des Filters ist gleich der höchsten Potenz von p und im allgemeinen gleich der Anzahl der Reaktanzen in der Schaltung.

Die Filter-Übertragungsfunktion $F(p)$ muß in eine äquivalente Schaltung umgesetzt werden. Gängige Verfahren zur Umsetzung in eine entsprechende Schaltung sind das Darlington-Verfahren und der Koeffizientenvergleich.

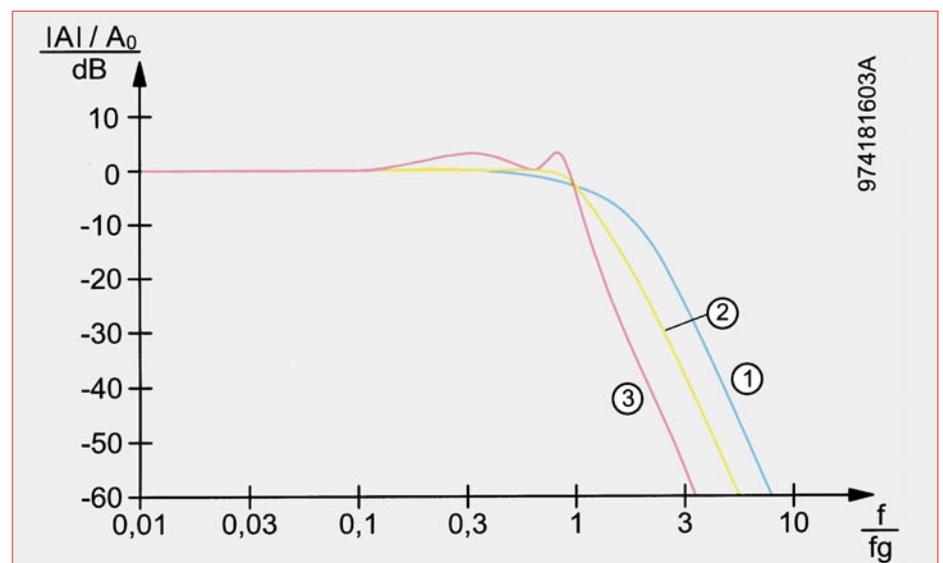


Bild 2: Verschiedene Filterverläufe im Vergleich

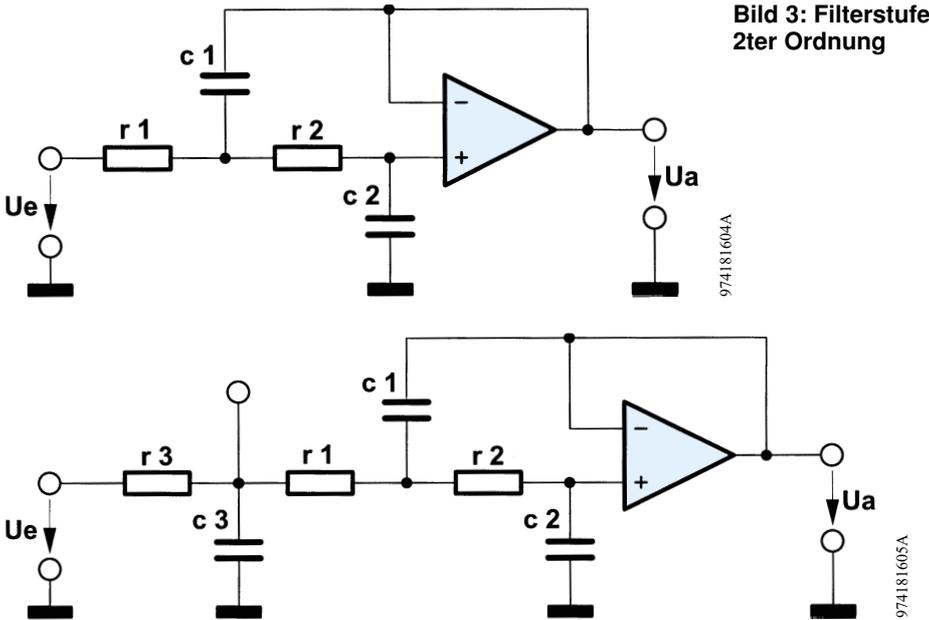


Bild 3: Filterstufe 2ter Ordnung

Bild 4: Filterstufe 3ter Ordnung

Bessel-Filter

Die Bessel-Approximation ist auf einen optimierten Phasenverlauf ausgelegt, d. h. optimales Rechteck-Übertragungsverhalten. Der Amplitudengang des Bessel-Filters verläuft aber sehr flach im Vergleich zu anderen Filtern. Das Bessel-Filter bietet nur schlechtes Selektionsverhalten. Übertragungsfunktionen der Bessel-Tiefpässe:

2te Ordnung: $F(p) = \frac{1}{1/3p^2 + p + 1}$

3te Ordnung: $F(p) = \frac{1}{1/15p^3 + 2/5p^2 + p + 1}$

Butterworth-Filter

Charakteristisch für Butterworth-Tiefpässe ist, daß der Amplituden-Frequenzgang lang horizontal verläuft und erst kurz vor der Grenzfrequenz scharf abknickt. Die Sprungantwort weist ein beträchtliches Überschwingen auf, das mit zunehmender Ordnung größer wird.

Übertragungsfunktionen der Butterworth-Tiefpässe:

2te Ordnung: $F(p) = \frac{1}{p^2 + 2p + 1}$

3te Ordnung: $F(p) = \frac{1}{p^3 + 2p^2 + 2p + 1}$

Tschebyscheff-Filter

Der Übergang vom Durchlaßbereich in den Sperrbereich ist bei Tschebyscheff-Filtern noch wesentlich steiler als bei Butterworth-Filtern. Der Amplitudengang ist aber von einer Welligkeit im Durchlaßbereich geprägt, die vor der Berechnung der Filterfunktion zu wählen ist. Grundsätzlich gilt, daß eine größere erlaubte Welligkeit

eine höhere Steilheit des Übergangs vom Durchlaß- in den Sperrbereich bietet. Wir haben die Filterfunktionen für Welligkeiten von 0,5 dB, 1,5 dB und 3 dB berechnet. Das Überschwingen der Sprungantwort ist größer als beim Butterworth-Filter. Übertragungsfunktionen der Tschebyscheff-Tiefpässe:

0,5 dB Welligkeit im Sperrbereich, 2te Ordnung:

$F(p) = \frac{1}{1,383p^2 + 1,361p + 1}$

3te Ordnung: $F(p) = \frac{1}{2,223p^3 + 2,386p^2 + 2,504p + 1}$

1,5 dB Welligkeit im Sperrbereich, 2te Ordnung:

$F(p) = \frac{1}{1,081p^2 + 0,996p + 1}$

3te Ordnung:

$F(p) = \frac{1}{2,568p^3 + 2,161p^2 + 2,835p + 1}$

3dB Welligkeit im Sperrbereich, 2te Ordnung:

$F(p) = \frac{1}{1,930p^2 + 1,065p + 1}$

3te Ordnung:

$F(p) = \frac{1}{3,994p^3 + 2,384p^2 + 3,705p + 1}$

Cauer-Filter

Das Cauer-Filter besitzt einen steileren Verlauf der Übertragungsfunktion als die übrigen Filter, ist aber schwer zu berechnen und soll nur der Vollständigkeit halber erwähnt werden.

Abbildung 2 zeigt Filter jeweils 4ter Ordnung im Vergleich:

1. Besselfilter
2. Butterworthfilter
3. Tschebyschefffilter

Die Amplitudenachse in der Grafik wurde auf die Amplitude bei $f = 0$ normiert, so daß 0 dB eine Bewertung mit dem Faktor 1 bedeutet. Die Frequenzachse wurde auf die Grenzfrequenz f_g normiert. Somit befindet sich die Grenzfrequenz an der Stelle 1.

Konkrete Schaltungen

Da es zu zuvor beschriebener Theorie eine Vielzahl von Schaltungen gibt, können wir lediglich eine in der Praxis be-

Tabelle 1: normierte Bauteilwerte für die Schaltung nach Abbildung 3

Filtercharakteristik	c1	c2
Bessel	0,667	0,500
Butterworth	1,414	0,707
Tschebyscheff mit 0,5 dB Welligkeit	2,031	0,681
Tschebyscheff mit 1,5 dB Welligkeit	2,169	0,498
Tschebyscheff mit 3 dB Welligkeit	3,624	0,533

Tabelle 2: normierte Bauteilwerte für die Schaltung nach Abbildung 4

Filtercharakteristik	c1	c2	c3
Bessel	0,814	0,145	0,565
Butterworth	3,547	0,203	1,393
Tschebyscheff mit 0,5 dB Welligkeit	11,16	0,089	2,236
Tschebyscheff mit 1,5 dB Welligkeit	20,80	0,046	2,698
Tschebyscheff mit 3 dB Welligkeit	43,43	0,025	3,628

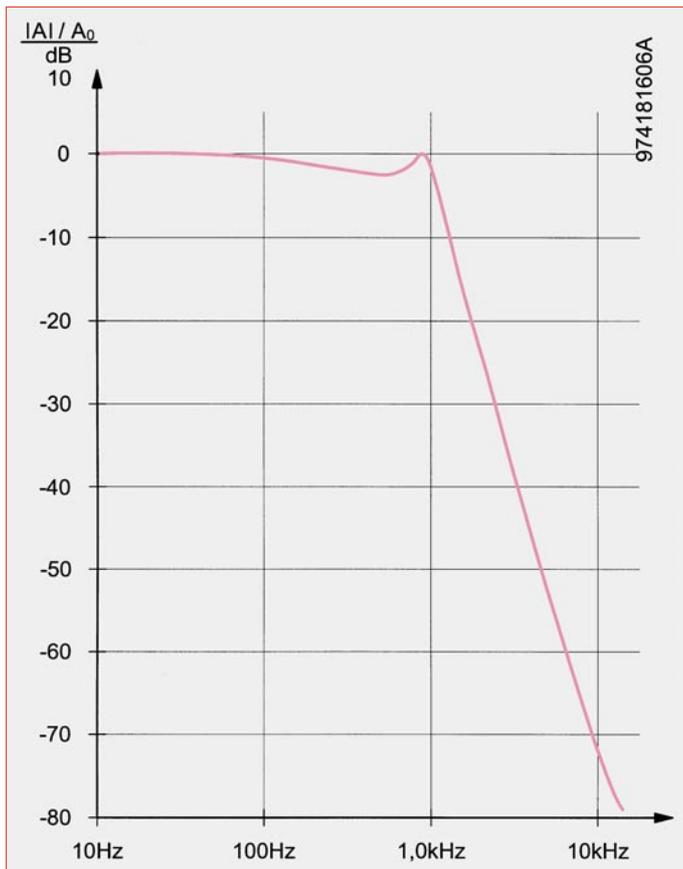


Bild 5: Simulierter Filterverlauf

$$F(p) = \frac{1}{c1c2c3p^3 + 2c3(c1+c2)p^2 + (c1+3c3)p + 1}$$

Sollen diese Schaltungen gemäß der vorstehend beschriebenen Filterapproximationen dimensioniert werden, sind die Übertragungsfunktionen der Schaltung und der Approximation in Übereinstimmung zu bringen, d. h. die Koeffizienten vor der komplexen Variable p müssen identisch sein. Man kann ein Gleichungssystem aufstellen, das dann die Bauteilwerte liefert. Für die Schaltung 2ter Ordnung ist dies recht einfach. Soll die Schaltung beispielsweise als Butterworthfilter dimensioniert werden, müssen die folgenden Übertragungsfunktionen identisch sein:

$$F(p) = \frac{1}{c1c2p^2 + 2c2p + 1}$$

$$F(p) = \frac{1}{p^2 + 2p + 1}$$

Daraus ergibt sich folgendes Gleichungssystem:

Gleichung 1: $c1c2 = 1$
 Gleichung 2: $2c2 = 2$

Daraus erhält man die normierten Bauteilwerte für c1 und c2:

$c1 = 1,414$
 $c2 = 0,707$

Im Anschluß daran folgt die Entnormierung, die die endgültigen Bauteilwerte der Filterschaltung liefert. Soll die Schaltung auf eine andere Filtercharakteristik dimensioniert werden, so sind die Koeffizienten des Gleichungssystems der entsprechenden Übertragungsfunktion zu entnehmen.

Für die Dimensionierung der Filterschaltung 3ter Ordnung ist das Gleichungssystem wesentlich schwerer zu lösen. Es ergeben sich 3 Gleichungen mit 3 Unbekannten. Der einfachste Weg besteht darin, das Gleichungssystem mit Hilfe eines Mathematikprogramms zu lösen.

währte Auswahl bringen.

Filter 2ter und 3ter Ordnung lassen sich mit wenig Bauteilaufwand (lediglich 1 Operationsverstärker) realisieren. Für Filter höherer Ordnung sind dann mehrere OPs erforderlich.

Für den praktischen Einsatz stellen wir eine Platine mit optimiertem Layout vor, die wahlweise als Filter 2ter oder 3ter Ordnung dimensioniert werden kann. Für die Realisierung von Filtern höherer Ordnung müssen dann mehrere dieser Platinen kaskadiert werden.

Abbildung 3 zeigt das Schaltbild einer Filterstufe 2ter Ordnung. Die Referenzbezeichnungen der Bauteile r1, r2, c1 und c2 sind Kleinbuchstaben, da es sich um normierte Bauteilwerte handelt. Die Normie-

rung bringt erhebliche Vorteile bei der später noch ausführlich erläuterten Dimensionierung.

Die Übertragungsfunktion dieser Schaltung lautet:

$$F(p) = \frac{1}{c1c2p^2 + 2c2p + 1}$$

Hinweis: Die Widerstände „r“ sind aufgrund der Normierung zu „1“ gesetzt und tauchen deshalb nicht in der Übertragungsfunktion auf.

Abbildung 4 zeigt eine Filterschaltung 3ter Ordnung, realisiert mit einem OP ebenfalls in normierter Form.

Die Übertragungsfunktion dieser Schaltung lautet:

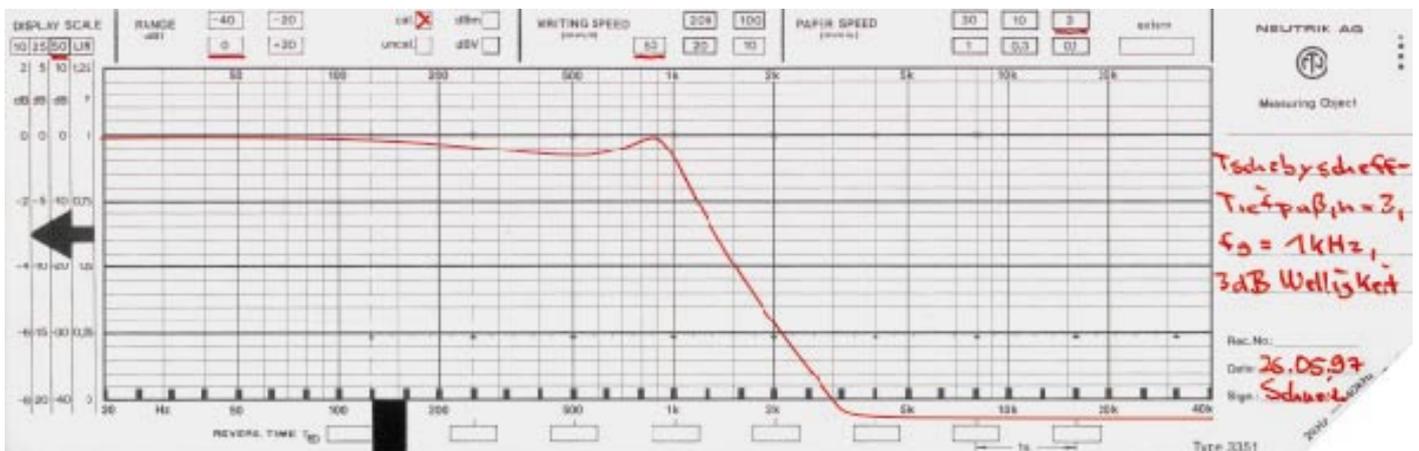


Bild 6: Durch Messung ermittelte Übertragungsfunktion

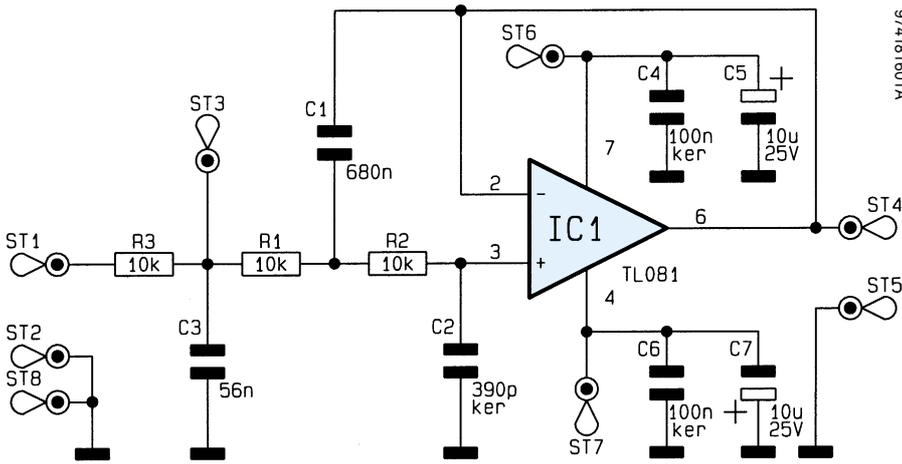


Bild 7: Schaltbild der Universal-Filterschaltung

Werte, so daß die nächstliegenden Werte aus der Normreihe gewählt werden.

- C1 = 680 nF
- C2 = 390 pF
- C3 = 56 nF

Eine Schaltungssimulation mit diesen Werten liefert den in Abbildung 5 dargestellten Filterverlauf. In Abbildung 6 ist zum Vergleich die gemessene Übertragungsfunktion dargestellt. Es zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Praxis.

Wir haben für beide Filterschaltungen bereits die Lösungen ermittelt. Tabelle 1 und Tabelle 2 können die normierten Bauteilwerte entnommen werden.

Entnormierung

Der Vorteil der Angabe der Bauteilwerte in normierter Form liegt darin, daß bei der Entnormierung Bezugswiderstand und Grenzfrequenz wählbar sind. D. h. eine Filterschaltung ist komplett berechenbar und kann anschließend auf verschiedene Grenzfrequenzen und Widerstände dimensioniert werden. Die Entnormierung für obige Filterschaltungen geht wie folgt vor sich:

1. Alle Widerstände der Schaltung weisen denselben Wert auf, der in bestimmten Grenzen frei wählbar ist. Dies ist der Bezugswiderstand R_b , z. B. 10 kΩ. Es können auch andere Werte gewählt werden, wichtig ist aber, daß die sich anschließend ergebenden Kapazitäten "vernünftige" Werte aufweisen.
2. Wahl der Grenzfrequenz f_g , z. B. 1 kHz
3. Der Wert der Bezugskapazität C_b errechnet sich aus R_b und f_g :

$$C_b = \frac{1}{2\pi f_g R_b} = 15,915 \text{ nF}$$

4. Die der Tabelle entnommenen normierten Kapazitätswerte sind mit der Bezugskapazität C_b zu multiplizieren. Damit ist die Dimensionierung abgeschlossen.

Beispiel:

Die Filterschaltung 3ter Ordnung (Abbildung 4) soll folgendermaßen dimensioniert werden:

- Filtercharakteristik: Tschebyscheff mit 3 dB Welligkeit im Durchlaßbereich
- Grenzfrequenz: 1 kHz

1. Wahl des Bezugswiderstandes R_b zu 10 kΩ
2. Grenzfrequenz $f_g = 1 \text{ kHz}$
3. Bezugskapazität

$$C_b = \frac{1}{(2\pi f R_b)} = 15,915 \text{ nF}$$

4. Normierte Kapazitätswerte der Tabelle entnehmen:

- c1 = 43,43
- c2 = 0,025
- c3 = 3,628

Multiplikation mit der Bezugskapazität C_b :

- C1 = c1C_b = 691,2 nF
- C2 = c2C_b = 397,9 pF
- C3 = c3C_b = 57,74 nF

Damit sind alle Bauteilwerte bestimmt. Es ergeben sich jedoch recht „krumme“

Stückliste: Universal-Filterschaltung

Widerstände:

10kΩ R1-R3

Kondensatoren:

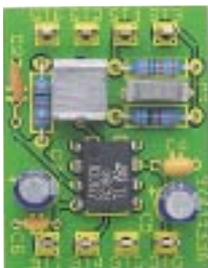
390pF/ker C2
 56nF C3
 100nF/ker C4, C6
 680nF C1
 10µF/25V C5, C7

Halbleiter:

TL081 IC1

Sonstiges:

Lötstifte mit Lötöse ST1-ST8



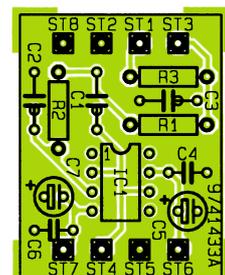
Fertig aufgebaute Platine

Nachbau

Betrachtet man die Schaltungen aus den Abbildung 3 und 4, erkennt man, daß diese sich lediglich durch das in Abbildung 4 vorgeschaltete Glied r3/c3 unterscheiden. Soll die Platine als Filter 2ter Ordnung verwendet werden, sind diese Bauteile nicht zu bestücken, und das Signal ist am Punkt ST 3 einzuspeisen. Abbildung 7 zeigt die Gesamtschaltung für die im Beispiel ausgeführte Dimensionierung. Diese Version ist auch als Bausatz verfügbar (1 kHz), wobei durch Änderung der Dimensionierung der Einsatz bis zur Grenzfrequenz von 100 kHz möglich ist.

Die 27 x 35 mm messende einseitige Platine ist anhand von Bestückungsplan, Platinenfoto und Stückliste zu bestücken. Wir beginnen mit den passiven Bauteilen, wie Widerständen, Kondensatoren und Lötstiften. Die Bauteile werden eingesetzt und die Anschlußbeine auf der Rückseite leicht auseinandergebogen. Anschließend erfolgt das Verlöten auf der Rückseite. Die Anschlußdrähte sind mit einem Seitenschneider zu kürzen, ohne daß dabei die Lötstellen beschädigt werden. Bei der Montage von IC 1 ist auf die Übereinstimmung der Markierungen im Bestückungsdruck und auf dem Bauteil zu achten. Damit ist der Nachbau abgeschlossen.

Im nächsten Teil dieses Artikels beschäftigen wir uns mit aktiven Filtern höherer Ordnung. **ELV**



Bestückungsplan der Platine



Mikrofonaufschaltung MA1000

Die Mikrofonaufschaltung ermöglicht das automatische Umschalten eines Mikrofonsignals auf ein beliebiges Stereo-/Audio-Signal mit gleichzeitiger Absenkung der Signalamplitude des Hauptsignals auf einen einstellbaren Wert.

Allgemeines

In der Audiotechnik wird häufig das Umschalten eines Mikrofonsignals auf einen Musikkanal gewünscht. Da viele Verstärker und Stereoanlagen jedoch nicht für den direkten Anschluß eines Mikrofons vorbereitet sind, ist (z. B. für Durchsagen) zusätzlich ein Mikrofonvorverstärker erforderlich. Dieser wird dann an einen beliebigen Audioeingang angeschlossen.

Üblicherweise erfolgt die Umschaltung zwischen dem Musiksignal und dem Mikrofonsignal von Hand. Bei unserer in einem kleinen Kunststoffgehäuse untergebrachten Schaltung erfolgt das Umschalten des Mikrofonsignals vollkommen automatisch durch Sprachsteuerung. Sobald das Mikrofonsignal den einstellbaren Lautstär-

kepegel erreicht, wird das Hauptsignal (Musik) schlagartig auf einen einstellbaren Wert abgesenkt.

Nach Beendigung der Mikrofondurchsage wird das Mikrofonsignal abgeschaltet, und eine integrierte Fader-Funktion fährt das Hauptsignal wieder auf den ursprünglichen Lautstärkepegel hoch.

Die Zeit für das Hochfahren des Hauptsignals ist zwischen 0 und 6 Sekunden variierbar.

Aufgrund der automatischen Funktionsweise bietet die ELV-Mikrofonaufschaltung selbst bei Geräten mit eingebautem Mikrofonvorverstärker erhebliche Vorteile.

Die Stromversorgung der kleinen Schaltung erfolgt durch ein unstabiliertes 12V-Steckernetzteil.

Betrachten wir als nächstes die aus 4 an der Frontseite des Gerätes angeordneten

Einstellpotis bestehenden Bedienelemente.

Von links nach rechts ist zunächst ein Poti zur Anpassung der Mikrofon-Verstärkung an das jeweils eingesetzte Mikrofon zu finden. Danach folgt ein Poti zur Einstellung der Mikrofon-Ansprechschwelle (Lautstärke). Mit Hilfe des Potentiometers „Hintergrund“ wird die Lautstärke, auf die das Hauptsignal abgesenkt werden soll, eingestellt, und das Poti mit der Bezeichnung „Zeit“ bestimmt die Dauer für das automatische Hochfahren des Hauptsignals nach einer Mikrofondurchsage.

Das Mikrofon wird an der zugehörigen 3,5mm-Klinkenbuchse (vorne links) angeschlossen.

Durch den Einsatz eines hochwertigen OTAs (Operational Transconductance Amplifier) verfügt die Schaltung über einen ausgezeichneten Klirrfaktor (0,02%). Des Weiteren wurde für den Mikrofonvorverstärker ein besonders rauscharmer OP eingesetzt.

Schaltung

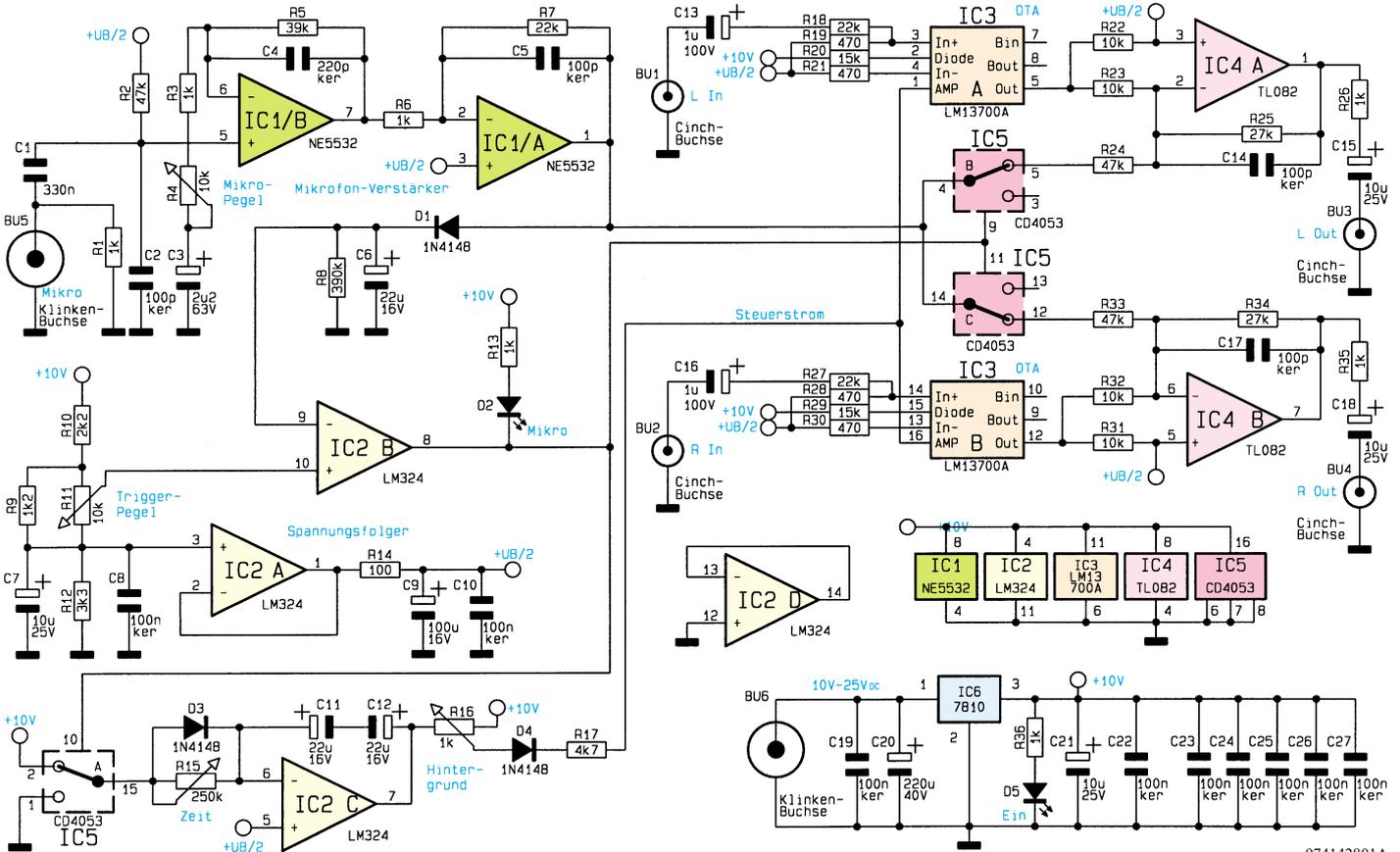
Das Schaltbild der mit relativ wenig Aufwand realisierten automatischen Mikrofonaufschaltung MA 1000 ist in Abbildung 1 dargestellt. Wir beginnen die Schaltungsbeschreibung mit der Zuführung des Stereo-Hauptsignals an den beiden Chinch-Eingangsbuchsen BU 1 und BU 2. Von hier aus gelangt das Stereosignal dann direkt auf die beiden in IC 3 integrierten, völlig identisch beschalteten OTAs.

Bei einem OTA ist der Ausgangsstrom eine Funktion der Eingangs-Differenzspannung. Der Verstärkungsfaktor eines OTAs wird wiederum von einem Gleichstrom, der in einen Steuereingang eingespeist wird, bestimmt.

Der in der Mikrofonaufschaltung eingesetzte Dual-OTA des Typs LM 13700 von National Semiconductors ist aufgrund sei-

Technische Daten: Mikrofonaufschaltung

Signal-Eingänge:	Stereo-Audiosignal (2xCinch)
	Mikrofon (Mono, 3,5 mm Klinke)
Signal-Ausgang:	Stereo-Summensignal (2xCinch)
Audio-Eingangspegel: ...	max. 2,5V _{eff}
Klirrfaktor:	<0,02 %
Frequenzgang:	<20 Hz bis 40 kHz
Verstärkung: ..	0dB (+1,5dB,-0,5dB)
Mikrofonverstärkung:	einstellbar (ca. 35 dB bis 55 dB)
Mikrofonanzeige:	LED
Versorgungsspannung: ...	10V-25V _{DC}
Stromaufnahme:	<50mA
Abmessungen der Leiterplatte:	124 mm x 62 mm



974142801A

Bild 1: Schaltbild der Mikrofonaufschaltung

nes günstigen Preises relativ weit verbreitet. Durch 2 in einem Gehäuse integrierte OTAs ist der Schaltkreis optimal für Stereoeanwendungen geeignet.

Die Ausgänge des LM 13700 bilden je nach Ansteuerung eine Stromquelle oder eine Stromsenke und sind daher unbedingt mit einem Lastwiderstand zu beschalten.

Da beide Stereokanäle identisch aufgebaut sind, orientieren wir uns für die weitere Schaltungsbeschreibung an der oberen, mit IC 3 A und IC 4 A aufgebauten Stufe.

Über C 13, R 18 gelangt das Audiosignal auf den positiven Eingang (Pin 3) des LM 13700. Sowohl der Plus- als auch der Minus-Eingang sind wiederum über relativ niederohmige Widerstände (R 19, R 21) mit der „künstlichen Schaltungsmasse“ (UB/2) verbunden.

Der Widerstand R 20 ist für den Vorstrom durch die Eingangs-Linearisierungsdioden zuständig.

Die am Lastwiderstand R 22 abfallende NF-Signalspannung wird direkt dem mit IC 4 A aufgebauten Summenverstärker zugeführt, der das Hauptsignal um ca. 8,6 dB verstärkt. Das vom Mikrofonvorverstärker (IC 1) kommende Signal wird dem Summierer über den CMOS-Analogschalter IC 5 B zugeführt.

Am Ausgang des IC 4 A steht das verstärkte Summensignal niederohmig zur Verfügung und gelangt über R 26, C 15 zur Cinch-Ausgangsbuchse BU 3.

Die Steuerspannung für die beiden OTAs wird vom Ausgang des mit IC 2 C und externen Komponenten aufgebauten Miller-Integrators bereitgestellt. Die Spannung gelangt über das Poti R 16 zur Einstellung des Hintergrundpegels und D 4 auf den Widerstand R 17. Mit diesem Widerstand wird die Spannung in einen Strom umgewandelt und den OTAs an den Steuereingängen (Pin 1, Pin 16) eingespeist.

Der Miller-Integrator ist für das langsame „Aufblenden“ des Hauptsignals (Musik) nach einer Mikrofondurchsage zuständig. Die Integrationszeit und somit das „Aufblenden“ ist mit R 15 stufenlos zwischen 0 und 6 Sekunden einstellbar, während das Absenken des Hauptsignals schlagartig über D 3 erfolgt.

Der Ausgang von IC 2 C schaltet bei einer Mikrofondurchsage somit schlagartig von „High“ nach „Low“ und wandert nach Beendigung der Durchsage linear von 0 zum Maximalwert.

Das vom Mikrofon kommende Signal wird mit 1 kΩ (R 1) abgeschlossen und über C 1 dem nicht-invertierenden Eingang des rauscharmen Operationsverstärkers IC 1 B zugeführt. Über R 2 liegt der Eingang und somit der Arbeitspunkt auf halber Betriebsspannung. C 2 dient zur Rauschunterdrückung.

Das Verhältnis der Widerstände R 3 + R 4 zu R 5 bestimmt die Verstärkung der Stufe. Die Verstärkung ist mit dem Poti

R 4 zwischen 13 dB und 32 dB variierbar.

C 3 übernimmt die gleichspannungsmäßige Entkopplung des Rückkopplungszweigs, und die obere Grenzfrequenz wird durch C 4 bestimmt.

Der nachfolgende, mit IC 1 A aufgebaute invertierende Verstärker nimmt eine weitere Verstärkung von ca. 27 dB vor.

Das Mikrofonsignal gelangt auf die beiden CMOS-Umschalter IC 5 B,C und auf eine mit D 1, C 6 und R 8 aufgebaute Spitzenwertgleichrichtung.

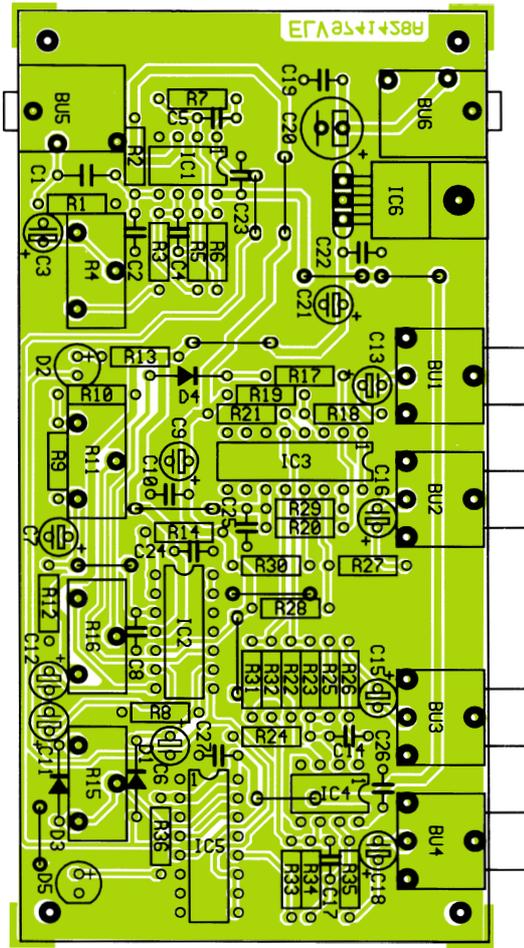
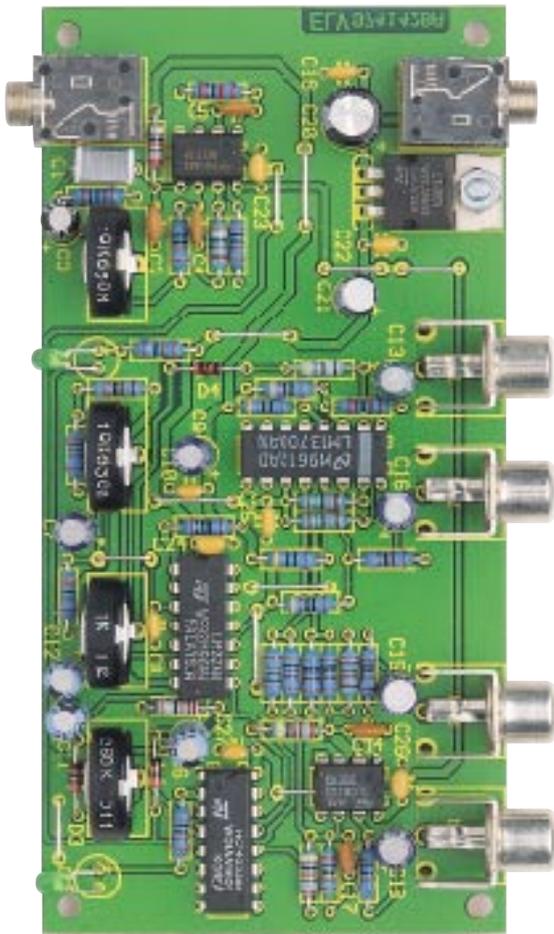
Übersteigt der Gleichspannungspegel an C 6 den mit R 11 eingestellten Triggerpegel, so wechselt der Ausgang (Pin 8) des Komparators IC 2 B schlagartig von High nach Low-Pegel. D 2 leuchtet und das Mikrofonsignal wird zugeschaltet.

Gleichzeitig liefert der mit R 9 bis R 12 aufgebaute Spannungsteiler die Referenzspannung für den Spannungsfollower IC 2 A, der am Ausgang die halbe Betriebsspannung als „künstliches Massepotential“ bereitstellt. R 4 verhindert eine kapazitive Belastung des OP-Ausgangs, und C 9 dient zur Pufferung.

Die von einem 12Volt-Steckernetzteil kommende Betriebsspannung wird der Klinkenbuchse BU 6 zugeführt, und IC 6 sorgt für eine Stabilisierung auf 10 Volt.

Nachbau

Zum praktischen Aufbau steht eine Leiter-



Fertig bestückte Platine mit zugehörigem Bestückungsplan

platte mit den Abmessungen 124 x 62 mm zur Verfügung, die sämtliche aktiven und passiven Komponenten inklusive Buchsen und Potis aufnimmt.

Entsprechend der Stückliste und des Bestückungsplanes werden zuerst 11 Brücken aus versilbertem Schaltdraht eingelötet. Danach folgen die 1%igen Metallfilm-

widerstände, deren Anschlußbeinchen vor dem Einlöten entsprechend dem Rastermaß abzuwinkeln sind.

Im Anschluß hieran sind die überstehenden Drahtenden, wie auch bei den nachfolgend einzusetzenden Bauelementen, so kurz wie möglich abzuschneiden.

Beim Einlöten der Dioden ist auf die korrekte Polarität zu achten, und die Anschlußbeinchen der Keramik-Kondensatoren sind vor dem Verlöten möglichst weit durch die zugehörigen Bohrungen zu führen.

Nach dem Folienkondensator C 1 sind die Elektrolytkondensatoren polaritätsrichtig zu bestücken.

Der Spannungsregler IC 6 wird vor dem Verlöten mit einer Schraube M 3 x 6 mm und der zugehörigen Mutter liegend auf die Leiterplatte montiert.

Die integrierten Schaltkreise sind entweder durch eine Gehäusekerbe oder durch einen Punkt an Pin 1 gekennzeichnet und entsprechend des Symbols im Bestückungsplan einzulöten.

Danach werden die beiden Klinkenbuchsen, die 4 Cinchbuchsen und die Einstellpotis bestückt und verlötet.

Die beiden Leuchtdioden zur Mikrofon- und Betriebsanzeige sind abgewinkelt mit ca. 3 mm Platinenabstand einzubauen.

Die Kunststoff-Potiachsen werden bis zum sicheren Einrasten in die Öffnungen der Potis gepreßt.

Nach einer sorgfältigen Überprüfung hinsichtlich Löt- und Bestückungsfehler und einem ersten Funktionstest kann der Gehäuseeinbau erfolgen.

Die Platine wird in die unteren Führungsnuten eines Gehäuses aus der ELV-micro-line-Serie geschoben und die Frontplatte unter kräftigem Druck von einer Seite beginnend eingepreßt. Nach Aufschrauben der 4 zugehörigen Drehknöpfe steht dem Einsatz dieser interessanten Audioschaltung nichts mehr entgegen. **ELV**

Stückliste: Mikrofonaufschaltung

Widerstände:

100Ω	R14
470Ω	R19, R21, R28, R30
1kΩ	R1, R3, R6, R13, R26, R35, R36
1,2kΩ	R9
2,2kΩ	R10
3,3kΩ	R12
4,7kΩ	R17
10kΩ	R22, R23, R31, R32
15kΩ	R20, R29
22kΩ	R7, R18, R27
27kΩ	R25, R34
39kΩ	R5
47kΩ	R2, R24, R33
390kΩ	R8
PT15, stehend, 1kΩ	R16
PT15, stehend, 10kΩ	R4, R11
PT15, stehend, 250kΩ	R15

Kondensatoren:

100pF/ker	C2, C5, C14, C17
220pF/ker	C4
100nF/ker	C8, C10, C19, C22-C27
330nF	C1
1µF/100V	C13, C16
2,2µF/63V	C3
10µF/25V	C7, C15, C18, C21

22µF/16V	C6, C11, C12
100µF/16V	C9
220µF/40V	C20

Halbleiter:

NE5532	IC1
LM324	IC2
LM13700A	IC3
TL082	IC4
CD4053	IC5
7810	IC6
1N4148	D1, D3, D4
LED, 3mm, grün	D2, D5

Sonstiges:

Cinch-Einbaubuchse, print	BU1-BU4
Klinkenbuchse, 3,5mm, mono	BU5, BU6
4 Kunststoff-Steckachsen für PT15, 6 x 23mm	
1 Zylinderkopfschraube, M3 x 6mm	
1 Mutter, M3	
30cm Schaltdraht, blank, versilbert	
4 Gewindestifte M3 x 4mm	
4 Drehknöpfe, 12mm, grau	
4 Knopfkapfen, 12mm, grau	
4 Pfeilscheiben, 12mm, grau	



Der elektronische Schlüssel

Wird er bald aussterben, der gute alte Autoschlüssel? Es sieht so aus, schon haben die ersten Fahrer nur noch einen Handsender in der Tasche, der die Funktionen von Türschlüssel, Zündschlüssel und Wegfahrsperrenkodierung beherbergt. Ein Blick in die kurze, aber ereignisreiche Historie der elektronischen Sicherungssysteme und in die nahe automobilen Zukunft.

Der politische Umbruch in Osteuropa und die folgende Öffnung aller Grenzen brachte Anfang der neunziger Jahre vor allem für Besitzer deutscher PKW eine Fahrzeugdiebstahlswelle mit sich, die ihresgleichen in der Geschichte sucht.

Vor allem die straff durchorganisierte Bandenkriminalität mit hochspezialisierten Mitgliedern, die auf Bestellung ihrer Klientel gezielt Fahrzeuge bestimmter Marken, bestimmter Ausstattung und sogar mit Wunschlackierung stehlen, ließen die Diebstahlszahlen in die Hunderttausende steigen. Dabei waren es keinesfalls nur Oberklassefahrzeuge, sondern auch genügend Fahrzeuge anderer Klassen, wie der äußerst beliebte Golf oder die kleinen Audis.

Es war auch kein Wunder, daß bestimmte Typen gleich massenhaft verschwanden. Stammtischsprüche wie „dem brauchst Du nur einen Schraubenzieher zeigen, schon gehen die Türen allein auf“ machen noch heute die Runde. Die Autoindustrie

hatte bis dahin auch wenig unternommen, um die Fahrzeuge einbruchssicherer zu machen, lediglich die Lenkradsperrte für Amateurdiebe noch ein Hindernis dar, so sie denn benutzt wurde.

Die Quittung dafür hatten die Autofahrer zu zahlen, in Form ständig steigender Versicherungsprämien. Dies konnte aber auch die Versicherer nicht so recht befriedigen, und sie stellten die Forderung an die Autoindustrie nach wirksameren Einbruch- und Diebstahlsicherungen.

Hausaufgaben für die Autohersteller

Diese kam der Forderung bald nach, und etwa um 1993/94 tauchten die ersten serienmäßigen Wegfahrsperrungen auf, nachdem man sich als Übergangslösung lange mit Alarmanlagen und ähnlichen unvollkommenen Lösungen über die Zeit gerettet hatte. Einige Autohersteller ignorieren die Forderungen der Versicherer und der Au-

tofahrer immer noch standhaft und überlassen es dem Käufer, die teure Nachrüstung vorzunehmen.

Dennoch, die erste Generation der sogenannten Fahrberechtigungssysteme war serienmäßig auf dem Markt und hatte sich zu bewähren. Allen voran wieder einmal Mercedes Benz und BMW und erstaunlicherweise die französischen Hersteller.

Diese Generation von Wegfahrsperrungen war eigentlich recht umständlich zu bedienen, z. B. muß man bis heute bei einigen Marken einen Code in einem Tastenfeld eintippen, und sorgte meist lediglich für die Unterbrechung der Anlasserstromversorgung.

Trotzdem hat diese Evolutionsstufe ihren Nutzeffekt nicht verfehlt - schon 1993 verlangsamte sich der Anstieg der Diebstähle leicht. Doch kein Rauch ohne Feuer - die Diebe stellten sich schnell auf die noch recht einfachen Systeme ein und stahlen die Fahrzeuge weiterhin. Der Rückgang an Diebstählen ist nur der Abschrek-



Bild 1: E-Klasse ohne mechanisches Fahrertürschloß. Lediglich zwei Leuchtdioden signalisieren den Status der Schließanlage. Für den Notfall gibt es auf der Beifahrerseite allerdings noch ein stabiles, mechanisches Notschloß.

kung von ungeübten und Gelegenheitstätern vor dem schnellen Klau zu verdanken; immerhin.

Jedoch ließen die Versicherer nicht nach, sie setzten der Industrie enge Rahmenbedingungen für die Entwicklung neuer elektronischer Wegfahrsperrern.

Tiefe Eingriffe

Diese konnten aber kaum über Nacht entwickelt werden, setzten sie doch tiefe Eingriffe in fahrsicherheitsrelevante Baugruppen des Fahrzeugs wie z. B. die Motorsteuerung voraus.

Und hier wollten so sicherheitsbewußte Firmen wie z. B. Mercedes Benz Nägel mit Köpfen machen, wie es deren Art ist. So führte man ab 1995 elektronische Schließ- und Wegfahrsperrsysteme ein, an denen sich die Autodiebe mit konventionellen Methoden bis heute die Zähne ausbeißen.

In der „Berliner Morgenpost“ vom 22.3.96 war dazu zu lesen: „Unter den 1195 gemeldeten Autodiebstählen habe die Versicherung (die Allianz, Anm. d. Red.) keinen Fall gefunden, bei dem die Sperre geknackt wurde... In den meisten Fällen (41 Prozent) seien die gesicherten Autos mit Originalschlüsseln gestohlen, in 31 Prozent der Fälle sei der Diebstahl vorgetäuscht worden“.

Bleibt den Dieben eigentlich nur noch aufladen und in Ruhe zerlegen. Und das machen sie dann leider neuerdings auch. Sie laden die Fahrzeuge auf und deaktivieren entweder in der ruhigen Garage mittels Original-Diagnosetechnik der Hersteller die Wegfahrsperr oder tauschen gleich ganze Elektronikeneinheiten komplett aus. Die Originalgeräte beziehen sie von schwarzen Schafen der Autohändlerbranche, vornehmlich aus Italien.

Mit solchem Equipment öffnen Diebe

auch S-Klasse-Fahrzeuge in nur wenigen Sekunden. Aber da dies die Upper Class der Autodiebe ähnlich der der „Edel-Hacker“ in den Computernetzen ist, gingen die Diebstähle von mit Wegfahrsperrern ausgerüsteten Fahrzeugen auf ein Zehntel des ursprünglichen Diebstahlvolumens zurück.

Autoklau schwieriger geworden

Einmal in Schwung, arbeitet die Autoindustrie weiter kontinuierlich an der Lösung dieses Problems. Hierzu zählen heute ausgefeilteste Zugangsberechtigungssysteme, die selbst das Aufladen des kompletten Fahrzeugs verhindern sollen, ständig den Standort des gestohlenen Fahrzeugs per Satellit oder anderer Nachrichtenübermittlungsarten an eine dafür eingerichtete Stelle melden und anderes mehr.

Solche Systeme ließen z. B. den echten Klau (also ohne Versicherungsbetrug und Originalschlüssel) der bei Dieben äußerst „beliebten“ Mercedes-S-Klasse nahe Null sinken. Der kleine Rest (zwischen Dezember 1994 bis Juli 1996 nach Mercedes-Angaben nur 153 Fahrzeuge der gesamten Modellpalette mit integrierter Wegfahrsperr, d. h. 0,05 % aller ausgelieferten Fahrzeuge) ist nun tatsächlich den High-Tech-Dieben zuzuschreiben, die heute auch erhebliches technisches Know-How in ihre „Arbeit“ stecken. Dies geht aber auf keinen Fall mehr ohne Insiderwissen und Insider-Equipment, siehe oben.

Demgegenüber gibt Mercedes allein für 1994 8.533 gestohlene Fahrzeuge ohne integriertes Fahrtberechtigungssystem an.

Strikte Trennung

Welche Technik steckt nun hinter diesen Zahlen? Wir wollen das vor allem am Beispiel Mercedes Benz unter Einbeziehung weiterer Herstellerlösungen untersuchen.

Nachdem sich die erste Generation der im wesentlichen nur als Wegfahrsperr ausgelegten Systeme bewährt hatte (erst mit der aktuellen E-Klasse kamen die damit kombinierten elektronischen Schließsysteme), trennte man in der zweiten Generation Fahrzeugzugang, sprich Schließsystem, und Fahrtberechtigung, sprich Wegfahrsperr, konsequent in voneinander unabhängige Systeme auf.

Betrachten wir deren Komponenten systematisch. Bereits bei der mechanischen Sicherheitskonzeption hat man inzwischen eine Menge getan. So sind die Türverriegelungsknöpfe im geschlossenen Zustand komplett eingelassen, und es ist kein externer Zugriff mehr möglich. Die Zentralverriegelungssysteme sind mechanisch gekapselt und ohne schweres Werkzeug von außen nicht erreichbar.

Dazu kommt eine im geschlossenen Zustand komplette mechanische Entkopplung zwischen Türgriff/-schloß und Schließ-/Zentralverriegelungsmechanik. Der Clou ist sicherlich das Fahrertürschloß der aktuellen E-Klasse. Türschloß? Wo? Werden sich jetzt Besitzer dieses Modells fragen.

Eben - es gibt keins mehr, jedenfalls kein herkömmliches. In der Türklinke wechseln sich nur noch zwei Leuchtdioden beim Signalisieren des Status der Fahrzeugsicherung ab (Abbildung 1). So etwas ist nur noch mit brachialer Gewalt zu knacken, aber selbst Autodiebe tun keinem Mercedes so etwas an, würde ja auch auffallen auf der A 2 zwischen Kamener Kreuz und Bielefeld.

Bei Fahrzeugen mit mechanischen Schließern sind deren Schließzylinder inzwischen gegen gewaltsames Öffnen sehr resistent. Die Schlagworte heißen hier Abdreh- und Aufbohrschutz, Kapselung des Schließzylinders und mechanische Entkopplung vom Schließmechanismus bei Einbruchversuch. Denn ganz ohne geht es auch bei E-Klasse nicht - auf der rechten Seite findet sich denn doch ein Notschloß, falls die Batterie des elektronischen Türschlüssels einmal versagt.



Bild 2: Der IR-Empfänger für die Globalöffnung sitzt am Innenspiegel nebst weiteren Statusanzeigen. Aktivierung und Deaktivierung der Schließanlage wird durch Aufleuchten der Blinkleuchten signalisiert.

Foto: Mercedes-Benz



Bild 3: Der Schlüssel für die dritte Evolutionsstufe des Mercedes-Benz-Fahrtberechtigungssystems beinhaltet zahlreiche Schließfunktionen mit zwei Sendern, eine Batteriekontrolle, eine Transponder-/IR-Sender-Kombination für das Starten des Motors und einen mechanischen Notschlüssel. Foto: Mercedes-Benz

Erst mal reinkommen

Wie kommt man denn nun rein in den Benz? Die Lösung wird dem eingefleischten Elektroniker simpel vorkommen, hat jedoch System im wahrsten Sinne des Wortes. Ein Infrarotsender im elektronischen Autoschlüssel sendet ein bei jeder „Schlüssel“-Betätigung neu kodiertes Signal an den Empfänger am Innenspiegel (Abbildung 2). Die Kodierung wird völlig willkürlich aus Millionen von Möglichkeiten ausgewählt und wechselt dazu das Bitmuster ständig - kaum eine Chance für Autodiebe.

Wirklich - Türöffnung mit RC 5!

Das hat alles nichts mehr damit zu tun, was findige Autojournalistenkollegen per Zufall bzw. aus einschlägigen Kreisen über die Möglichkeiten von Universal-IR-Fernbedienungen beim Autoklau erfuhren und anschaulich testeten.

Tatsächlich machten sich einige Autohersteller bei Einführung ihrer ach so sicheren Infrarot-Türschließsysteme nicht die Mühe, eine eigene Kodierung zu kreieren, sondern sie übernahmen - sitzen Sie gut? - den weltweit einheitlichen RC 5-Code, mit dem ich nach Tabelle oder durch Probieren jedes infrarotgesteuerte Heimelektronikgerät mit einer lernfähigen IR-Fernbedienung in Betrieb nehmen - und eben auch das so infrarotgesicherte Auto zumindest öffnen kann.

Einige Hersteller wechselten auf die spektakulären Vorführungen der autotestenden Journalisten hin ganz schnell das System, einige aber nicht, so daß man auch ein paar Autos immer noch mit der für ein paar Hongkong-Dollar erhältlichen Universalfernbedienung aufbekommt. Die Versicherer verhalten sich dennoch ruhig, vielleicht lesen sie ja keine Autotests...

Daß von solchen Pannen auch die als sicher angesehenen Funkfernbedienungen nicht ganz ausgenommen sind, erfuhr der Autor beim Ausprobieren eines Computescanners. Damit kann man nicht nur den

Funkverkehr der örtlichen Polizei oder der Raumstation MIR entschlüsseln, sondern eben auch den Schlüsselcode der eigenen (statisch codierten) Garagentüröffnung.

Doch zurück zur IR-Türöffnung. RC5 oder Modifikationen davon waren schnell tabu. Einige Hersteller dachten von Anfang an nicht daran, sonst hätte die Stuttgarter Bilanz dann doch nicht so gut ausgesehen.

Bäumchen wechsele dich

Individueller Wechselcode heißt die Devise der Unknackbarkeit. Tatsächlich ist solch einem System nur mit gut gehüteter werksinterner Diagnosetechnik beizukommen, da hilft selbst die Theorie nicht, daß die Großserie schon das Feld für den Dieb bestellen wird. Da manche dieser Systeme so gut konfiguriert sind, daß der Sender im elektronischen Autoschlüssel nicht etwa vom Rechner im Auto angefunkt werden muß, um etwa den nächsten Code zu vereinbaren, fällt ein systematisches „Abhören“ hier aus. Zudem hat z. B. Mercedes Benz ohnehin die Reichweite seiner Türöffnungssender stark begrenzt, so daß ein unbefugtes elektronisches Ausspähen mit recht hoher Sicherheit ausgeschlossen ist.

Das System funktioniert, natürlich von Hersteller zu Hersteller unterschiedlich, etwa so wie eine Eurocard im Bankautomaten: Im Code des Magnetstreifens ist irgendein Algorithmus enthalten, der die

Geheimzahl verifiziert, sonst würde solch eine Karte nicht an einem Bankautomaten eines anderen Geldinstituts oder gar im Ausland funktionieren. Der Rest ist Redundanz zur Täuschung des Gegners. Da die Hersteller ihre Verschlüsselungsalgorithmen aus verständlichen Gründen nicht offenlegen, bleibt natürlich die genaue Prozedur für uns im Verborgenen. Dennoch kann man rückschließen, daß irgendwo, egal wie der Wechselcode ausfällt, ein fester Berechnungsalgorithmus besteht, ansonsten müßte die Verbindung definitiv gegenseitig sein,

Auch solche (Funk-) Systeme gibt es, sie sind dann oft zusätzlich noch mit einer Alarmfunktion im Schlüssel kombiniert, die den Besitzer alarmiert, sobald ein Einbruchversuch gestartet wird. Hier wird der nächste fällige Schlüsselcode beim Aussteigen und Schärfe des Schließsystems an den Schlüssel mitgeteilt. Andere Systeme teilen den nächsten Code auf aller kürzestem Wege per Transponder bereits beim Abschalten der Zündung dem Schlüsselempfänger mit.

Mithören ausgeschlossen

Aufgrund der nur wenige Zentimeter reichenden Signale ist ein Entschlüsseln nahezu ausgeschlossen, zumal hier nicht nur, wie bei der o. g. Garagentüröffnung, einige ...zigtausend Codiervarianten zur Verfügung stehen, sondern gleich mehrere Millionen, ja Milliarden. Mercedes gibt z. B. für seine neueste Generation des Fahrtberechtigungssystems an, daß der dabei verwendete Zahlenraum so groß ist, daß selbst ein schneller Superrechner rund 600 Jahre benötigen würde, um den Code zu knacken.

Dazu kommt bei der letzten Generation der Türschließsysteme eine Kombination aus Funk- und Infrarotsignal, die auch nur ganz wenige Meter überbrückt. Diese wird vorwiegend zur Realisierung weiterer Öffnungs- bzw. Schließfunktionen, wie die der Fenster, des Schiebedachs oder der



Bild 4: Das elektronische Fahrtberechtigungssystem hat es in sich, trotz des unkompliziert anmutenden Aussehens. Foto: Mercedes-Benz

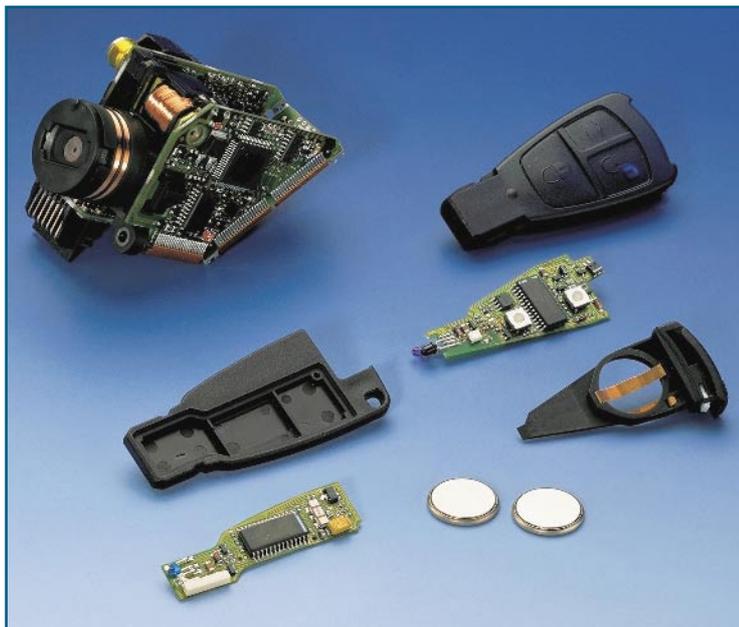


Bild 5: Komplexe Elektronik bestimmt das Innenleben des HighTech-Fahrtberechtigungssystems. Gut zu sehen: die Transponder-spule im Zündstartschalter. Foto: Mercedes-Benz

neues Bauteil ein, der Zündstartschalter (Abbildung 4).

In seinem Inneren laufen die Fäden des gesamten CAN-Systems, treue Leser werden sich erinnern, das ist das Verkabelungssystem der Zukunft, bei dem Informationen per Multiplexsteuerung über nur noch einen Draht oder einen Lichtleiter laufen. Das sorgt einerseits für einen blitzschnellen digitalen Informationsaustausch unter der Motorhaube und verbindet andererseits die elektronischen Systeme im Innenraum. Der neue Zündstartschalter dient als Schnittstelle der beiden CAN-Teilnetze für Antrieb und Innenraum und ermöglicht den Datentransfer zwischen beiden Bereichen. Auf diese Weise können Daten der Antriebssteuerung auch für Innenraumfunktionen genutzt werden.

In dieser Eigenschaft steht der Schalter auch im Dienst des elektronischen Zugangs- und Fahrtberechtigungssystems, bei Mercedes ELCODE genannt und mit der neuen C-Klasse zuerst eingeführt.

Selbst wenn der Autodieb nun einmal, wie auch immer (beim Cabrio ja schon eher denkbar), im Fahrzeug sitzt, Lenkradschloß und Zündschloß knacken ist nicht mehr!

Anlassen mit doppeltem Datencheck

Zum elektronischen Zündstartschalter gehört unser ausführlich beschriebener elektronischer Zündschlüssel (Abbildung 5). Der enthält nicht nur Sender für die Fernentriegelung, sondern auch den elektronischen Wechsel-Code für das Starten des Fahrzeugs.

Sobald der Autofahrer die keilförmige Zunge des Schlüssels in den Zündstartschalter steckt, beginnt ein komplexer Kontrollvorgang, bei dem die Elektronik prüft, ob der richtige Schlüssel eingesteckt

Kofferraumklappe eingesetzt, jedoch die intelligente Kombination beider Systeme macht die Sache für einen Dieb wohl vollends unübersichtlich (Abbildung 3).

Sichere Systeme

Man könnte nun einige Bedenken gegen solch ein komplexes Türschließsystem aus Nutzersicht einwenden. So birgt ein elektronischer Schlüssel immer die Gefahr in sich, daß man ungewollt das Öffnungssignal ausstrahlt, sei es, weil eine Taste in der Tasche durch mechanischen Einfluß betätigt wird, sei es unwillkürlich, z. B. im intensiven Gespräch mit dem Schlüssel in der Hand. Durch die Kombination von Funk und Infrarot und die äußerst geringe Reichweite ist dieser Fall zwar weitgehend hypothetisch, aber denkbar. Hier haben die Hersteller vorgebaut, so schließt sich die Zentralverriegelung bei Mercedes nach wenigen Sekunden wieder automatisch, wenn keine Tür geöffnet wurde.

Einige Systeme sichern diesen Fall auch durch eine elektronische Tastenverriegelung, wie sie bei Handys üblich sind oder den Zwang zu Mehrfach-Tastenbetätigungen.

Auch aus diesem Grunde sollte man sich schon überlegen, eine Nachrüstanlage zu kaufen, die gleich 50 oder mehr Meter überbrücken kann. Dies muß dann mindestens ebenfalls die automatische Schließung nach wenigen Sekunden beinhalten, falls inzwischen nicht die Tür geöffnet wurde und der Zündschlüssel steckt.

Mechanische Rettung

Nächster Bedenkenpunkt ist die Angst vor einer plötzlich leeren Fahrzeugbatterie. Auch dieses Teil kann einmal kaputtgehen. Was nützt dem E-Klasse-Besitzer

der bisherigen Generation das elektronische Schloß, wenn der Batteriestrom nicht mehr ausreicht, noch einmal die Zentralverriegelung zu öffnen (zum Glück hat man ja da noch das Notschloß). Wohl deshalb sind in 97er Katalogen mit Einführung der modernsten Fahrtberechtigungssysteme beim CLK und bei der C-Klasse wieder Schösser neben den LEDs im Türgriff zu sehen.

Denn im Notfall bleibt eben noch der Druck auf die kleinste Taste des HighTech-Schlüssels, und was kommt heraus - ein profaner Autoschlüssel für die Notöffnung.

So - drin sind wir im 97er Mercedes. Zündschlüssel rein und los! Zündschlüssel? Zündschloß? - fehlt! Statt dessen nur ein schwarzes, im Dunkeln beleuchtetes Loch in der Armaturentafel.

Eben, das Zündschloß herkömmlicher Art ist Geschichte. Seinen Platz nimmt ein

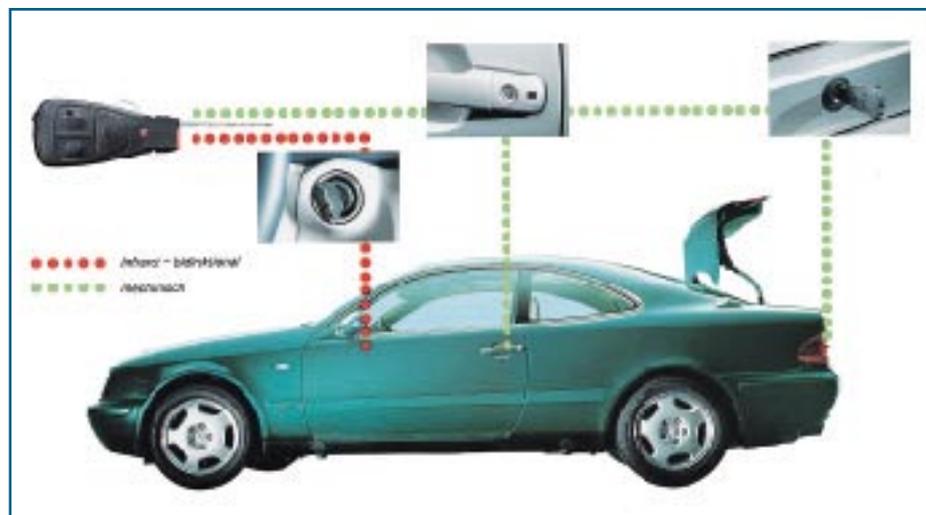


Bild 6: Im Notfall geht es auch ohne Strom - Türöffnung profan per Schlüssel, Motorstart per Transponder-Energieübertragung. Foto: Mercedes-Benz

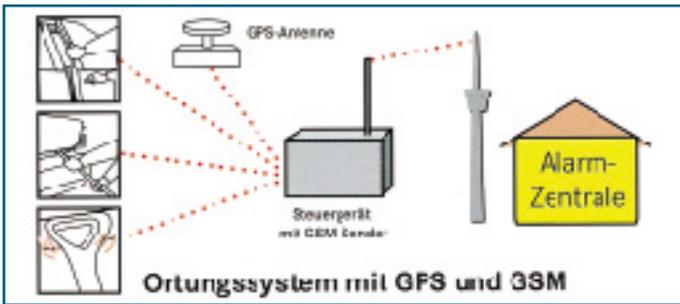


Bild 7:
Fahrzeugsuche per
GPS-System und
eingebautem
GSM-Sender.
Grafik:
Mercedes-Benz

wurde, denn zunächst entfällt ja die mechanische Kennung des bisherigen Schlüssels.

Dazu überträgt der Zündschalter auf induktivem Wege Energie in den Schlüssel (Transponderprinzip), der daraufhin per Infrarotlicht mit einem codierten Datensignal antwortet. Der Mikrocomputer des Zündschalters prüft diesen Code mit Hilfe eines gespeicherten Vergleichswertes und gibt bei Übereinstimmung die elektrisch gesteuerte Lenksperre frei.

Die Daten-Codes des elektronischen Schlüssels und die dazugehörigen Vergleichswerte des Startschalters werden nach jedem Startvorgang neu berechnet und abgespeichert - hier haben wir wieder das Wechselcodesystem.

Beim Einschalten der Zündung erfolgt zur Sicherheit eine weitere Kontrolle - diesmal aber zwischen dem Zündschalter und der Motorsteuerung, die per schneller CAN-Datenautobahn in Verbindung stehen. Dieser Kontrollvorgang ist weitaus aufwendiger als der Daten-Check zwischen Schlüssel und Zündschalter.

Denn: Nach dem Einschalten der Zündung fordert der Motor-Computer vom Zündschalter einen Zahlenwert ab, der nirgendwo gespeichert ist, sondern sich nur durch Berechnung ermitteln läßt. Das Steuergerät des Zündschalters (den könnten ja findige Diebe angreifen, überbrücken, austauschen...) muß diese mathematische Nuß knacken und zum gleichen Ergebnis kommen wie die Motor-Elektronik, wo die Berechnung gleichzeitig läuft. Stimmen beide Ergebnisse schließlich überein, setzt sich der Anlasser in Bewegung, und der Motor startet.

Um auf das Thema leere Batterie zurückzukommen, das Fahrzeug kann dank des Transponderprinzips, das Energie vom

Zündschalter zum Schlüssel überträgt, auch mit leerer Schlüsselbatterie erfolgen. So bleibt das gesamte Öffnungs- und Startsystem auch dann funktionsfähig (Abbildung 6).

Jagd per Satellit und RDS

Bleibt letztendlich die Frage, was passiert, wenn ein Dieb den Originalschlüssel stiehlt? Auch hier sind die Ingenieure kurz vor dem Ziel. Zum Teil schon im Einsatz ist die satellitengestützte Standortbestimmung des Fahrzeugs über ein eingebautes GPS-System (Abbildung 7/8), das seine Standortinformation an ein bei Einbruch sofort automatisch aktiviertes GSM-Sendeteil übergibt. Dieses ruft eine Einsatzzentrale an und gibt die Daten ständig durch. So kann die Polizei mit hoher Präzision ein derart ausgerüstetes Fahrzeug orten und den Dieb stellen. Denn selbst, wenn dieser einen Angriff auf das Datenübermittlungssystem startet, wurde bereits der Standort übermittelt, und dann arbeitet die Zeit gegen den Dieb.

Damit das Ganze nicht als Big Brother endet, kann das Datenübermittlungssystem

auch erst nach Autorisierung durch den Besitzer über GSM aktiviert werden.

Die nächste Stufe der Verfolgung des Fahrzeugs liegt in der intelligenten Verbindung zwischen dem RDS-Autoradio und einer Einsatzzentrale. Diese kann über das RDS-System gezielt einen Code im Autoradio (das dazu nicht einmal eingeschaltet sein muß) ansprechen, der die Autoelektronik gezielt, stufenweise und unfallsicher lahmlegt, so daß an eine Weiterfahrt oder eine Benutzung des Fahrzeugs nicht mehr zu denken ist (Abbildung 9).

Ohne Schlüssel nur Schrottwert

Denn ein Austausch der gesamten Elektronik des Fahrzeugs, der nötig wäre, um alle Sperren zu umgehen, ist wirtschaftlich für den Autodieb nicht vertretbar und neu-



Bild 8: Kompakt und schwer angreifbar - die neue Kombi-Antenne für GPS und GSM.
Foto/Grafik: Mercedes-Benz

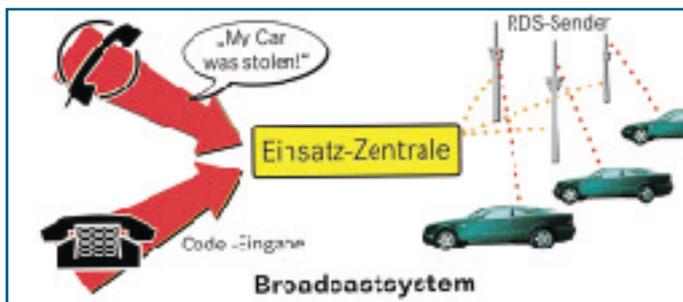
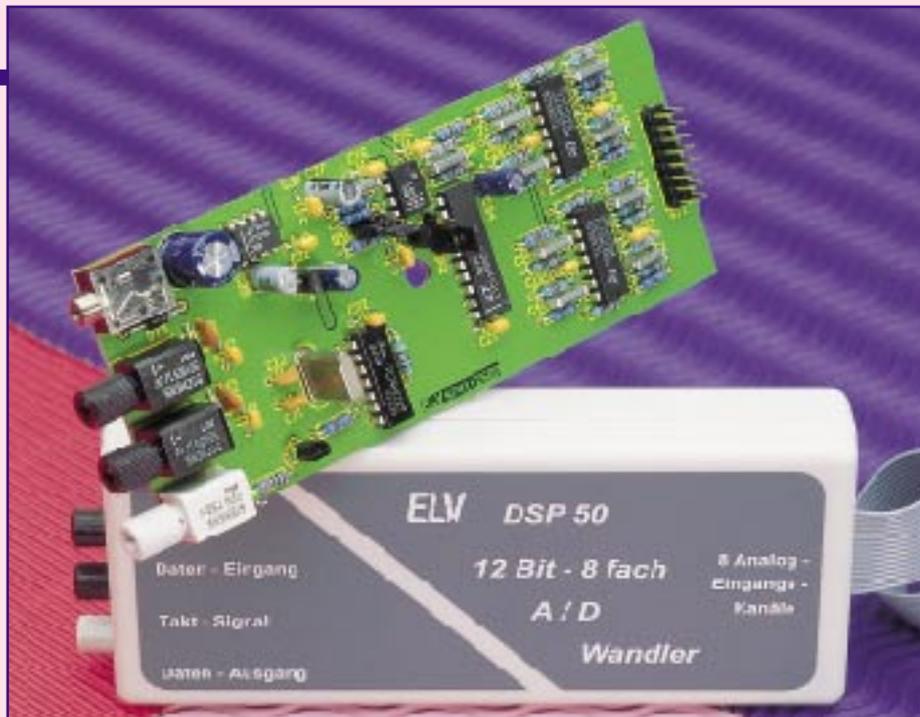


Bild 9:
Fernbedienung
einmal anders -
gezielte Stilllegung
der Fahrzeug-
elektronik per
RDS-Rundfunk-
system.
Grafik:
Mercedes-Benz

erdings logistisch kaum noch lösbar. Denn die Hersteller verlangen für sicherheitsrelevante Teile heute auch vom Ersatzteihändler bzw. der eigenen Vertragswerkstatt eine vielfach abgesicherte Autorisierung, so daß die Beschaffung von Diagnose- und Steuerelektronik zunehmend für Diebe zum Problem wird.

Bleibt zu befürchten, daß demnächst dann der Angriff nicht mehr dem Auto, sondern dem Fahrer gilt. Wohl auch deshalb führt Mercedes eine automatische Innenverriegelung nach dem Motorstart ein, sichert den Kofferraum gegen den in südlichen Ländern üblichen Gepäckklau an der Ampel, und, und, und... **ELV**



12-Bit-AD-Wandler für den DSP 50 mit Lichtwellenleiteranschluß Teil 8

Über Lichtwellenleiter an die Ein-/Ausgabebaugruppe des DSP 50 angeschlossen wird dieser 12-Bit-AD-Wandler, der mit 8 Eingängen zur Erfassung analoger Meßgrößen dient.

Allgemeines

In der Meßtechnik sind meistens analoge Größen zu erfassen, die zur weiteren Verarbeitung in Digitalwerte zu wandeln sind. Die störungsfreie Erfassung und Auswertung ist jedoch mit einer ganzen Reihe von Problemen behaftet. So spielen Massepotential-Differenzen zwischen der Signalerfassung und der auswertenden Elektronik eine große Rolle. Mit größerer Entfernung nehmen die Probleme zu.

Ein Lösungsweg ist die galvanische Trennung zwischen der Meßwerterfassung und der Meßwertverarbeitung. Bei unserem abgesetzten AD-Wandler wird die galvanische Trennung mittels Kunststoff-Lichtwellenleiterrealisiert. Auf diese Weise sind Entfernungen von 50 m und mehr kein Problem. Des weiteren sind Kunststoff-Lichtwellenleiter vollkommen sicher gegen Störungen von außen und geben keine Störstrahlung an die Umgebung ab.

Um Störeinflüsse auf analoge Signalleitungen so gering wie möglich zu halten, ist es in den meisten Anwendungsfällen vorteilhaft, einen von der Meßwertverarbeitung abgesetzten AD-Wandler einzusetzen. Des weiteren bietet sich für eine abge-

setzte Meßwerterfassung ein serieller Wandler an, der die Anzahl der Signalleitungen zwischen der Meßwerterfassung (AD-Wandler) und der Meßwertverarbeitung so gering wie möglich hält.

In unserer Schaltung haben wir den LTC 1290 von Linear Technologie eingesetzt, der bei einer Auflösung von 12 Bit 8 Eingangskanäle über einen internen Multiplexer auswählen kann. Mit ca. 50.000 Wandlungen in der Sekunde ist dieser Baustein für die meisten Erfassungsaufgaben ausreichend.

Die 8 Eingänge unseres AD-Umsetzers können wahlweise mit unipolaren oder bipolaren Spannungen betrieben werden. Die Betriebsart ist für jeden Kanal einzeln definierbar.

Wahlweise arbeiten die Eingänge einzeln gegen Masse (COM), oder jeweils 2 benachbarte Eingänge sind als Differenzeingänge nutzbar. Wie Abbildung 1 zeigt, ist auch eine gemischte Nutzung der 8 insgesamt zur Verfügung stehenden Eingänge zulässig.

Das Interface des LTC1290

Die Kommunikation mit dem LTC1290 erfolgt über ein 3-Draht-Interface, bestehend aus der ankommenden Datenleitung für die Kommandos, der abgehenden Da-

tenleitung für die Ergebnisse und einer gemeinsamen Taktleitung.

Während die Befehle und die Taktleitung über Lichtwellenleiter-Empfänger mit integriertem Vorverstärker zum Chip gelangen, werden die digitalen Ausgangsdaten über eine Treiberstufe der LWL-Sendediode zugeführt.

Schaltung

In Abbildung 2 ist die Schaltung unseres, in einem kleinen Kunststoffgehäuse untergebrachten, 8fach-AD-Wandlers zu sehen. Aufgrund der seriellen Schnittstelle und des integrierten Eingangsmultiplexers ist der Schaltungsaufwand gering.

Die Eingangsstufen

Die Eingangsbeschaltung besteht aus 8 identischen Eingangsstufen, deren Beschaltung dem jeweiligen Anwendungsfall anzupassen ist.

Die in IC 1 und IC 2 integrierten Operationsverstärker arbeiten als Spannungsfollower, sorgen für einen hohen Eingangswiderstand und steuern den Multiplexer des AD-Wandlers niederohmig an.

Die Widerstände der Eingangsspannungsteiler dienen zur Anpassung an den jeweils gewünschten Eingangsspannungs-

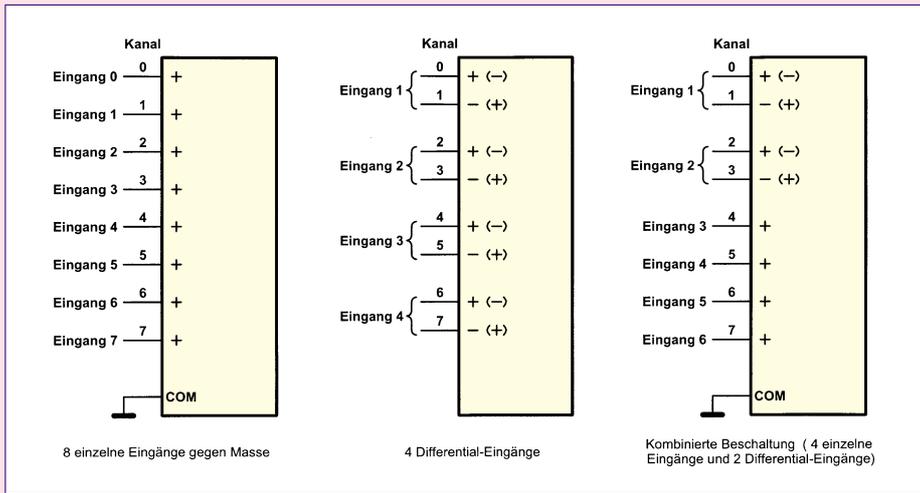


Bild 1: Zulässige Eingangsbeschriftung des 8-Kanal-Wandlers

bereich. Der jeweils vom Spannungsteilerabgriff nach Masse geschaltete Kondensator (C 1 bis C 8) bildet mit dem Eingangswiderstand einen Tiefpaß erster Ordnung zur Unterdrückung von Störspitzen.

Eine Übersteuerung der Multiplexereingänge des LTC 1290 ist unbedingt zu verhindern, da bei Überspannung an einem Eingang die Meßwerte an sämtlichen Eingängen nicht mehr stimmen.

Das Opto-Interface

Das Opto-Interface des AD-Wandlermoduls besteht aus 2 Lichtwellenleiter-Empfängern mit integriertem empfindlichem Vorverstärker (LWL 1, LWL 2) und einer LWL-Sendediode des Typs SFH752 (D 9).

Die LWL-Empfangsbausteine besitzen Open-Kollektor-Ausgänge und benötigen

daher jeweils einen Pull-up-Widerstand (R 17, R 18). Die Kondensatoren C 9 und C 10 dienen in diesem Zusammenhang zur Störunterdrückung.

Die Sendediode D 9 wird vom Ausgang DOUT (Pin 16) des LTC1290 (IC 3) über das Gatter IC 4 C und der mit T 1 aufgebauten Treiberstufe gesteuert.

Um den sparsamsten Stromverbrauch der Schaltung zu erreichen, ist der Transistor T 1 für den logischen Zustand „1“ bzw. bei abgeschaltetem Ausgang (Float-Zustand) gesperrt.

Der Betriebstakt des Umsetzers wird von einem einfachen mit IC 4 A und externen Komponenten aufgebauten Quarzoszillator bereitgestellt. Die Taktfrequenz muß im Bereich zwischen 500 kHz und 4 MHz liegen. Sie muß jedoch mindestens doppelt so groß sein wie der Schiebepakt für die Daten.

Die Referenzspannung des Umsetzers ist mit Hilfe der Brücken BR 1 und BR 2 wählbar. Wahlweise sind 2,5 V, 5 V sowie -5 V und Masse einstellbar. Grundsätzlich ist eine Messung im Bereich zwischen der positiven und negativen Referenzspannung möglich.

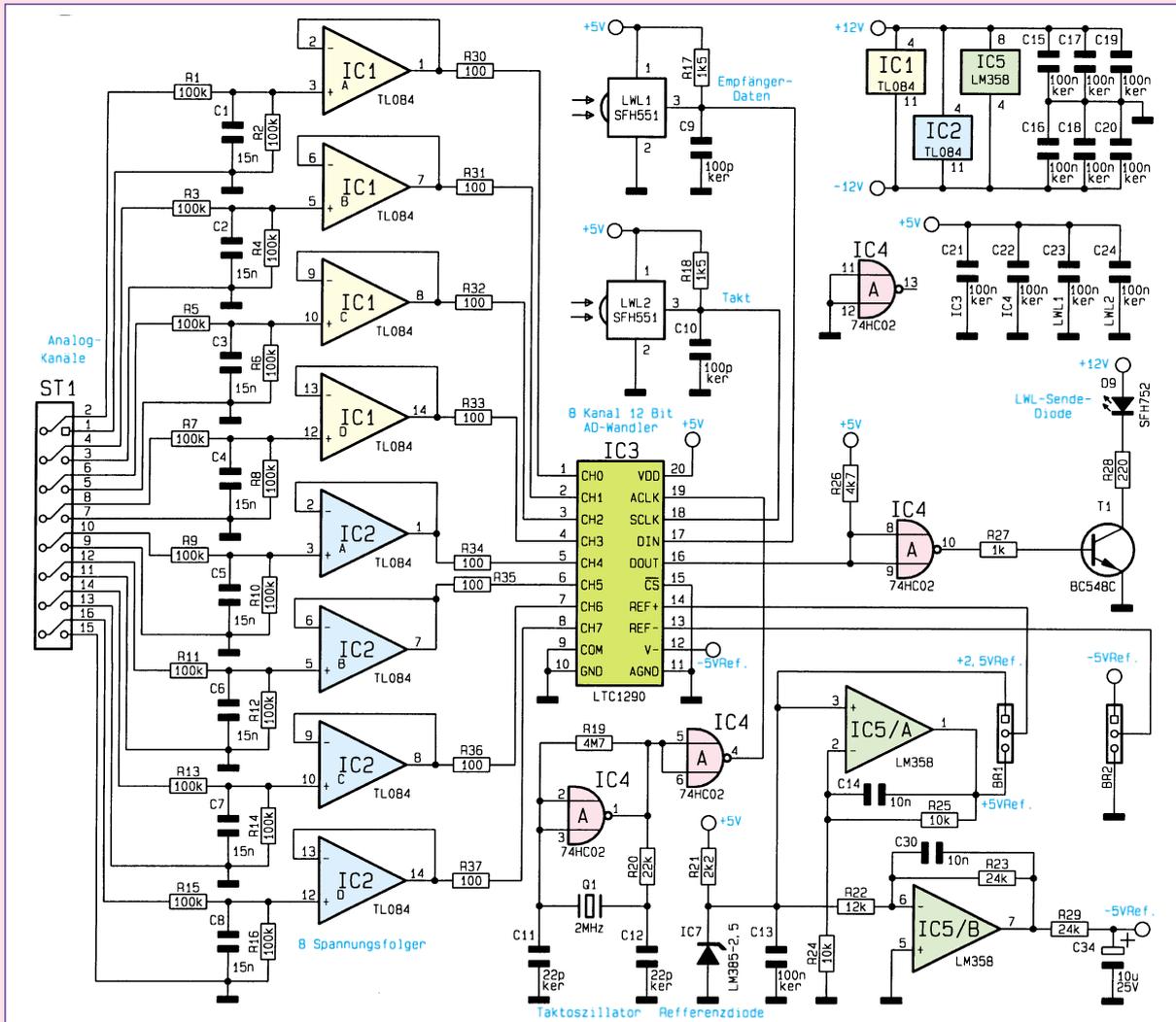


Bild 2: Schaltbild des 12 Bit AD-Wandlers mit Lichtwellenleiter-Anschluß

Stückliste: DSP50-A/D-Wandler

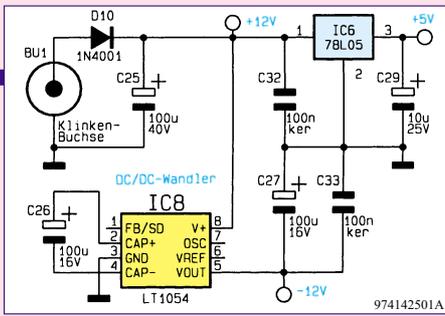


Bild 3: Stromversorgung des Wandler-Moduls

Die Stromversorgung

Die Stromversorgung des abgesetzten AD-Wandlers erfolgt üblicherweise mit Hilfe eines an der Klinkenbuchse BU 1 (Abbildung 3) anzuschließenden 12V-Steckernetzteils. Bei geringer Belastung geben Steckernetzteile eine erheblich höhere Spannung ab als bei Normlast. Um die max. zulässige Betriebsspannung von 16V DC einzuhalten, ist das Steckernetzteil daher in der Schalterstellung 9 V zu betreiben. Über die Verpolungsschutzdiode D 10

Ansicht der fertig aufgebauten Leiterplatte mit zugehörigem Bestückungsplan

gelangt die unstabilisierte Spannung auf den Pufferelko C 25, Pin 1 des Spannungsreglers IC 6 und Pin 8 des DC-DC-Wandlers IC 8.

Der DC-DC-Wandler des Typs LT1054 wird zur Generierung der erforderlichen negativen Betriebsspannung benötigt.

Zur Versorgung der Eingangs-Operationsverstärker dient die unstabilisierte Betriebsspannung von ± 12 V.

Die Referenzspannungen des AD-Umsetzers werden von der temperaturstabilisierten Spannungsreferenz des Typs LM385-2,5 abgeleitet. Das Referenzelement liefert eine Spannung von 2,5 V, wobei die Temperaturdrift mit 20 ppm/°C sehr gering ist. Die Spannungsgenauigkeit des LM385-2,5 beträgt 3 %, wobei durch Softwareabgleich eine erheblich höhere Genauigkeit erreichbar ist.

Mit dem nicht-invertierenden Operationsverstärker IC 5 A erfolgt eine 2fache Verstärkung, so daß auch eine Referenzspannung von +5 V zur Verfügung steht. Mit Hilfe des als invertierender Verstärker arbeitenden OPs (IC 5 B) wird eine negative Referenzspannung von -5 V erzeugt. Die Auswahl der Referenzspannungen für den Eingangsmeßbereich des Wandlers wird dann letztendlich mit Hilfe der Brücken BR 1 und BR 2 vorgenommen.

Widerstände:

100Ω	R30-R37
220Ω	R28
1kΩ	R27
1,5kΩ	R17, R18
2,2kΩ	R21
4,7kΩ	R26
10kΩ	R24, R25
12kΩ	R22
22kΩ	R20
24kΩ	R23, R29
100kΩ	R1-R16
4,7MΩ	R19

Kondensatoren:

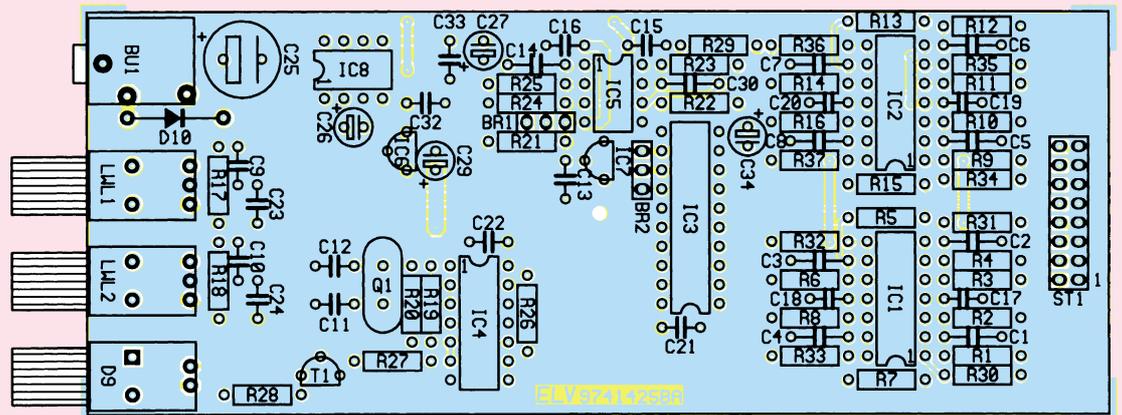
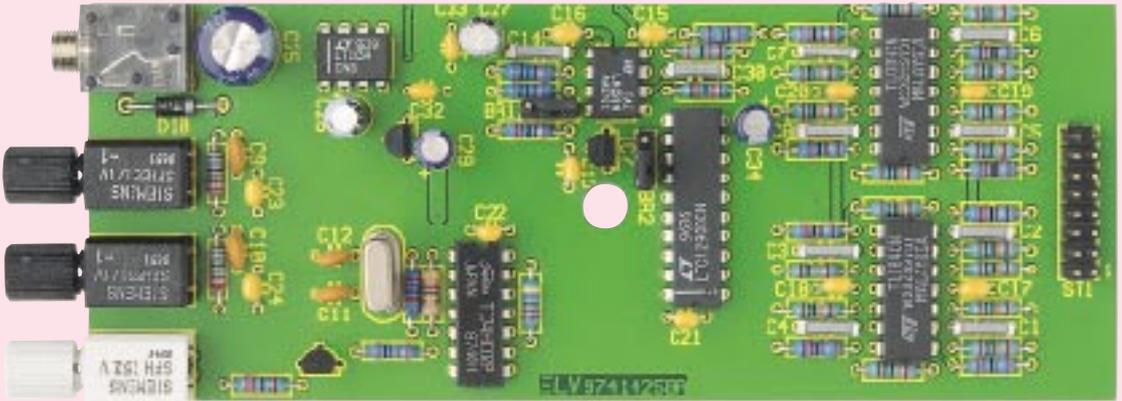
22pF/ker	C11, C12
100pF/ker	C9, C10
10nF	C14, C30
15nF	C1-C8
100nF/ker	C13, C15-C24, C32, C33
10µF/25V	C29, C34
100µF/16V	C26, C27
100µF/40V	C25

Halbleiter:

TL084	IC1, IC2
LTC1290	IC3
74HC02	IC4
LM358	IC5
78L05	IC6
LM385-2,5	IC7
LT1054	IC8
BC548C	T1
SFH752	D9
1N4001	D10
SFH551	LWL1, LWL2

Sonstiges:

Quarz, 2MHz	Q1
Klinkenbuchse, 3,5mm, print, mono	BU1
Stiftleiste, 2 x 8polig	ST1
Stiftleiste, 1 x 3polig	BR1, BR2
2 Jumper	
1 Soffline-Gehäuse, gebohrt und bedruckt, grau	



Nachbau

Der praktische Aufbau des 8fach-AD-Wandlers ist durch den Einsatz einer doppelseitig durchkontaktierten Leiterplatte besonders einfach. Wir nehmen die Bestückung in der gewohnten Weise vor, wobei es sinnvoll ist, mit den niedrigsten Komponenten zu beginnen, d. h. in unserem Fall den einprozentigen Metallfilmwiderständen. Nach dem Abwinkeln auf Rastermaß werden die Anschlußbeinchen

durch die zugehörigen Bohrungen geführt und verlötet. Im Anschluß hieran sind die überstehenden Drahtenden so kurz wie möglich abzuschneiden.

Es folgen die Folienkondensatoren und die möglichst tief einzusetzenden keramischen Abblockkondensatoren.

Danach werden Silberdrahtbrücken zur Auswahl der gewünschten Referenzspannung eingelötet.

Beim Einlöten der üblicherweise am Minuspol gekennzeichneten Elektrolytkondensatoren ist unbedingt auf die

korrekte Polarität zu achten.

Alsdann sind die integrierten Schaltkreise, mit Ausnahme des AD-Wandlers, entsprechend der Symbole im Bestückungsdruck einzulöten. Der hochwertige Wandler sollte erst eingelötet werden, wenn die Schaltung auf Funktion der Stromversorgung getestet wurde.

Nach dem Spannungsregler IC 6, dem Transistor T 1 und der 16poligen Stiftleiste werden die 3,5mm-Klinkenbuchse und die LWL-Module eingelötet. Bei diesen Bauteilen ist während des Lötvorgangs eine zu große Hitzeeinwirkung zu vermeiden.

Nachdem die Leiterplatte soweit fertiggestellt ist, kann ein erster Funktionstest erfolgen. Bei ordnungsgemäßer Funktion läßt sich die Baugruppe per Software (z. B. dem Datenloggerprogramm) ansprechen.

In der letzten Testphase kann eine Optimierung des Treibers erfolgen, der in der vorliegenden Form über reichlich Sicherheit verfügt. Die möglichen Minimalzeiten sind abhängig von der Länge der Übertragungsstrecke.

Es können vor allem die Stellen im Programm verändert werden, an denen die Variable ADWAIT verwendet wird. Der Erfolg dieser Änderungen sollte außer mit einem Funktionstest auch an den Signalen SCLK und DIN mit einem Oszilloskop überprüft werden. Wichtig ist dabei, daß die Pause zwischen den Impulsblöcken von SCLK mindestens 30 µs beträgt (60 Takte ACLK mit 2 MHz).

Betrieb und Programmierung des LTC1290

Die Kommunikation mit dem AD-Wandler erfolgt über einen Datenring, d. h. es werden mit dem gleichen Takt Daten in das IC geschrieben und die Ergebnisse der vorhergehenden Umsetzung ausgelesen.

Die Schreibdaten enthalten die Auswahl des Kanales und die Betriebsanweisungen für den Umsetzer. Damit ist es möglich, jeden Kanal getrennt zu programmieren. Nach der Übertragung des Kommandos und dem Ende des Datenblockes benötigt der Schaltkreis bis zu 52 Takte des Quarzoszillators zur Umsetzung. Nach dieser Zeit kann der Vorgang wiederholt werden.

Da der LTC1290 im Mode „CS = Low“ betrieben wird, muß der Schiebetak während der Umsetzphase auf „Low“ liegen. Die im Taktdiagramm (Bild 3) dargestellten Bits haben die in Tabelle 1 gezeigte Bedeutung.

Der Treiber für den DSP

Der in Tabelle 2 dargestellte Treiber bearbeitet alle 8 möglichen Kanäle und führt jeweils eine Mittelwertbildung über 16 Messungen durch. Das Programm wurde in die Teile „Initialisierung“, „Messung

eines Kanales“ und die „physische Umsetzung“, das heißt die Steuerung des AD-Wandlers, aufgeteilt.

Initialisierung

In diesem Programmteil erfolgt lediglich die Rückstellung des Kanalzählers und des Pufferzeigers für die Mittelwertbildung. Auf ein Löschen der Datenbereiche für die Mittelwertbildung wurde verzichtet, da der Wert 0 genau so falsch ist wie ein beliebiger Wert. Es ist auf jeden Fall zu berücksichtigen, daß die ersten 16 Messungen (multipliziert mit 8 Kanälen = 128 Aufrufe) ein ungültiges Ergebnis bringen.

Die Datentabelle mit den Steuerworten steht ebenfalls im Programmbereich, da wir im gemeinsamen Bereich für Daten und Programm des Prozessors arbeiten (SARAM). Das Steuerwort für einen Kanal enthält immer die Kommandos für den folgenden Kanal. Da diese Tabelle zyklisch abgearbeitet wird, erhält man immer das zur vorhergehenden Kanalnummer gehörende Ergebnis zurück. Die Bits im Steuerwort stehen spiegelverkehrt zum Bild 4, da sie zur Ausgabe nach rechts geschoben werden und mit dem MSB begonnen wird.

Die physische Ansteuerung des LTC1290

Zu Beginn des Treibers (ADwand) wird die Schleife für die Bitzahl eingestellt und das temporäre Ergebnisfeld gelöscht.

Die Grundregeln der Kommunikation mit dem AD-Wandler besagen, daß die Kommandos mit der steigenden Flanke von SCLK übernommen werden, und mit der fallenden Flanke das nächste Ergebnisbit am Ausgang erscheint. Dieser Ablauf ist einschließlich der entsprechenden Datenvorhaltezeiten zu realisieren.

Zu Beginn erfolgt ein Umkopieren des Steuerwortes und ein Rechtsschieben für den nächsten Zyklus. Bit 0 wird daraus maskiert und ausgegeben, wonach eine Warteschleife für den Datenvorhalt folgt.

Nach dem Setzen und der Ausgabe von Bit 1 (SCLK=1) erfolgt eine weitere Wartephase als Einschwingzeit und nachfolgendem Einlesen eines Ergebnisbits. Nach dem Einordnen des Bits in das Ergebnisfeld wird die Taktzeit aufgefüllt und anschließend SCLK auf „Low“ gesetzt.

Die Warteschleife am Ende des Programmteiles repräsentiert die Umsetzzeit. Sie kann entfallen, wenn durch die anderen im Rechner ausgeführten Programmteile bis zum nächsten Aufruf genügend Zeit vergeht.

Die Warteschleifen sind vom Prozessortakt und dem Quarzoszillator des AD-Wandlers abhängig. Bei einem 1MHz-Quarz (=ACLK) darf SCLK 500 kHz erreichen. Somit muß die High- und Low-Phase von SCLK jeweils mindestens 1 µs betragen. Diese Zeit muß sich aus der Summe der Befehle und den Warteschleifen ergeben. Einen Befehl kann man dabei vereinfacht mit 25 ns ansetzen.

Organisation der Messung

Das Organisationsprogramm „UMSETZ“ realisiert mit jedem Aufruf die Bearbeitung eines Kanales. Durch diese Organisation ist es möglich, die analoge Messung mit der z. B. schnelleren digitalen Auswertung zu schachteln.

Das Programm beginnt mit dem Umschalten der Kanalnummer und der Bestimmung der Adressen des Steuerwortes und des Ergebnisregisters. Im Anschluß daran erfolgt der Aufruf der physischen Umsetzung. Für die Mittelwertbildung existiert ein Pufferfeld, wo jedem Kanal ein Datenbereich zugeordnet ist.

Aus der aktuellen Kanalnummer und dem Pufferzeiger wird die Adresse für das Ergebnis innerhalb der 16 Werte berechnet. Anschließend erfolgt die Bildung des Mittelwertes und eine Übertragung in den Ergebnisbereich. Der Pufferzeiger wird nach der Bearbeitung des Kanal 0 mit einer Modulo-16-Addition weitergestellt.

Tabelle 1: Bedeutung der einzelnen Bits im Taktdiagramm

S/D	single/differential ended 0 = benachbarte Eingänge arbeiten als Differenzeingänge (0/1, 2/3, ...) 1 = die Eingänge arbeiten einzeln gegen Masse
O/S	bei S/D=1 entspricht es dem Bit S0 zur Kanalauswahl bei S/D=0 bestimmt es die Polarität der Differenzeingänge O/S = 0 der gerade Kanal ist der positive Eingang O/S = 1 der ungerade Kanal ist der positive Eingang
S2,S1	ist die Nummer der Eingangskanäle
UNI	0 = es erfolgt eine bipolare Messung von $U_e = -U_{ref} \dots +U_{ref}$ 1 = es erfolgt eine unipolare Messung von $U_e = 0 \dots +U_{ref}$
M/L	entscheidet, in welcher Reihenfolge die Daten übertragen werden 0 = die Ausgabe beginnt mit dem LSB 1 = die Ausgabe beginnt mit dem MSB
WLx	bestimmt die Wortlänge des Ergebnisses Die Ergebnislänge beträgt 8, 10, 12 und 16 Bit. Bei 16 Bit wird der fehlende Bereich mit 0 aufgefüllt, ansonsten der Wert abgeschnitten

Tabelle 2 : Treiberprogramm für das optisch angeschlossenen AD-Wandler-Modul

```

; Ansteuerung des ADU LTC1290 (schnelle Version)
;
;-----
adwait .const #7 ; Warteschleife 0.2 µs
;
;-----
.ds ; Datensegment
aduerg1 .ber 1 ; ADU-Ergebnis Kanal 1
aduerg2 .ber 1 ; ADU-Ergebnis Kanal 2
aduerg3 .ber 1 ; ADU-Ergebnis Kanal 3
aduerg4 .ber 1 ; ADU-Ergebnis Kanal 4
aduerg5 .ber 1 ; ADU-Ergebnis Kanal 5
aduerg6 .ber 1 ; ADU-Ergebnis Kanal 6
aduerg7 .ber 1 ; ADU-Ergebnis Kanal 7
aduerg8 .ber 1 ; ADU-Ergebnis Kanal 8

aduerg .ber 0
adulen .const aduerg-aduerg1

kcount .ber 1 ; Kanalzähler (00000xxx)
stwtmp .ber 1 ; Steuerwort ADU (Tmp)
ergtmp .ber 1 ; Ergebnis ADU (Tmp)
tmp1 .ber 1 ; Temp 1
tmp2 .ber 1 ; Temp 2
pufptr .ber 1 ; Zeiger auf aktuelles Datenelement

;-----
ergbl0 .ber 16 ; Block 0. Kanal
ergbl1 .ber 16 ; Block 1. Kanal
ergbl2 .ber 16 ; Block 2. Kanal
ergbl3 .ber 16 ; Block 3. Kanal
ergbl4 .ber 16 ; Block 4. Kanal
ergbl5 .ber 16 ; Block 5. Kanal
ergbl6 .ber 16 ; Block 6. Kanal
ergbl7 .ber 16 ; Block 7. Kanal
;
;-----
.text
;
; Wandlung eines Kanales und Einstellen des nächsten Kanales
ADwand:
lar ar1,#11 ; Zähler (=12)
larp ar1
splk #0,ergtmp ; Ergebnis = 0

ad1: rpt #17
nop
lacc stwtmp
sac1 tmp1
sfr ; 1 rechts
sac1 stwtmp ; stw 1 rechts abgelegt
apl #1,tmp1 ; Bit 1 maskiert
out tmp1,#2 ; Ausgabe Steuerwort (150

ns SCLK:=0) rpt adwait*2
nop
opl #2,tmp1 ; Datenvorhalt = 400 ns
out tmp1,#2 ; SCLK:=1
; SCLK = 0 für 550 ns (jetzt

SCLK=1) rpt adwait*2
nop
in tmp2,#2 ; Zeitverzögerung 400 ns
apl #1,tmp2 ; Datenbit übernehmen
lacc ergtmp ; Eingabebit maskieren
sfl ; 1 links
or tmp2 ; neues Bit dazu
sac1 ergtmp
rpt #17
nop ; SCLK = 1 für 1000 ns

apl #0f1h,tmp1 ; SCLK:=0
out tmp1,#2
banz ad1,*-

; rpt adwait*250
nop ; Zeitverzögerung für
ret ; Umsetzung 52*ACLK
; Ergebnis in Ergtmp
;
;-----
;
; Init der Steuerworte des ADU
; ( alle Kanäle auf : singel,unipolar,msb first,12bit )
initadu:
lacc #0
sac1 pufptr ; Datenptr setzen
sac1 kcount
ret

;
; ADU-Steuerworte (im Programmbereich, da sie sonst
; nicht übertragen werden)
adustw1 .word #073h ; 0111 0011 next = K1
adustw2 .word #079h ; 0111 1001 next = K2
adustw3 .word #07bh ; 0111 1011 next = K3
adustw4 .word #075h ; 0111 0101 next = K4
adustw5 .word #077h ; 0111 0111 next = K5
adustw6 .word #07dh ; 0111 1101 next = K6
adustw7 .word #07fh ; 0111 1111 next = K7
adustw8 .word #071h ; 0111 0001 next = K0

;
;-----
; Wandlung des nächsten Kanales (Nummer in KCOUNT)
umsetz:
lacc kcount
add #1 ; Kanalzähler + 1
and #7 ; Modulo 8
sac1 kcount

; lar ar3,#adustw1 ; Steuerwort
lar ar4,#aduerg1 ; Ergebnis

ums1: lar ar0,kcount ; Kanalnummer nach AR0
larp ar3
mar *0+ ; AR3 := AR3 + Kanalnummer
lacc * ; aktuelles Steuerwort holen
sac1 stwtmp ; Steuerwort ablegen nach temp
larp ar4
mar *0+ ; Ar4 := Ar4 + Kanalnummer
; Adr. akt. Ergebnisregister
call ADwand ; Umsetzung

;
; Mittelwertbildung über 16 Messungen
lacc kcount ; aktueller Zeiger
rpt #3
sfl ; Zeiger * 16
add #ergbl0 ; + Ergebnisblock 0 (Basis)
sac1 tmp1 ; Blockbasis ablegen
add pufptr ; + Zeiger im Block
sac1 tmp2 ; = Datenadresse
larp ar7
lacc ar7,tmp2
sac1 * ; Erg eintragen

; lar ar7,tmp1 ; Blockanfang
zap ; AC = 0
rpt #15
add *+ ; Summe über 16 Werte
rpt #3
sfr ; Summe / 16

; lar ar4 ; Zeiger auf Ergebnisregister
sac1 *+ ; Ergebnis ablegen

; lacc kcount
retc neq ; nur bei Kanal 0 weiterstellen
lacc pufptr ; nächste Runde mit neuem Zeiger
add #1
and #0fh
sac1 pufptr ; Zeiger weiterstellen
ret
;
;-----

```

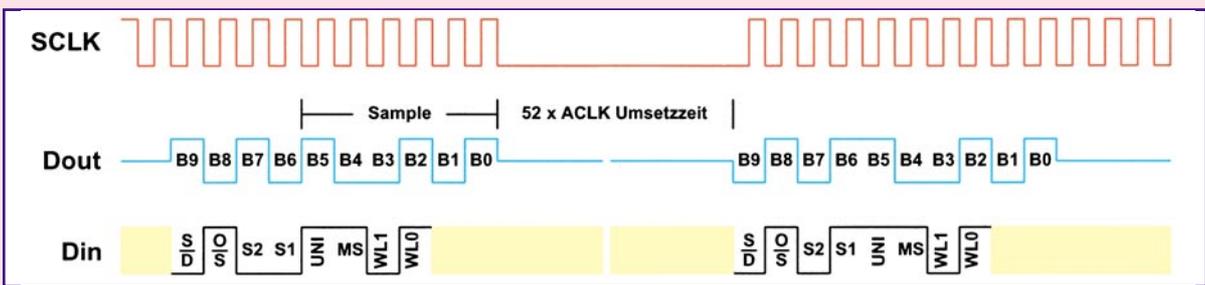
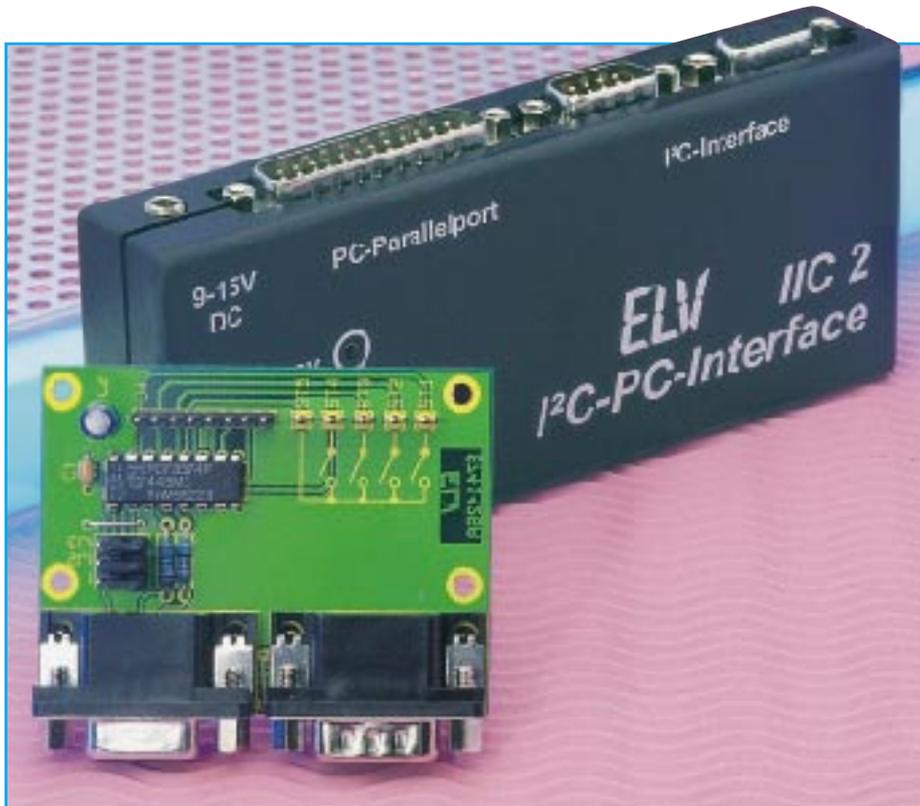


Bild 4:
Takt-
diagramm
des LTC 1290



I²C-Tastatur-Board

Eine Tastatur mit bis zu 16 Tasten kann in Verbindung mit der hier vorgestellten Schaltung über den I²C-Bus ausgelesen werden. Aufgrund des Buskonzeptes ist es so möglich, die Tastatur vom Steuerrechner abzusetzen, wobei zur Verbindung lediglich 4 Leitungen erforderlich sind.

Allgemeines

In den vorangegangenen Artikeln dieser I²C-Serie stellten wir Ihnen eine Vielzahl von Komponenten vor, die über den I²C-Bus angesteuert werden. Die im vorliegenden Artikel beschriebene Schaltung ermöglicht es nun, eine Tastatur mit bis zu 16 Tasten über den I²C-Bus auszulesen.

In Verbindung mit dem I²C-LED-Board („ELVjournal“ 2/97) bzw. dem I²C-LCD-Board („ELVjournal“ 3/97) ist somit eine Bedieneinheit realisierbar, die über eine Anzeige nebst Bedientasten verfügt.

Besonderer Vorteil dieses Konzeptes ist die geringe Anzahl der Verbindungsleitungen, bei der einschließlich Versorgungsspannung nur 4 Leitungen erforderlich sind. Zudem kann die Bedieneinheit vom Steuerrechner abgesetzt werden, um so zum Beispiel eine Handsteuerung zu realisieren.

Reicht für eine Anwendung die Anzahl von 16 Tasten nicht aus, so können bis zu 8 Tastaturen an einem I²C-Bus betrieben werden.

Schaltung

Das Schaltbild des I²C-Tastatur-Boards ist in Abbildung 2 dargestellt.

Die Verbindung zum I²C-Bus erfolgt über die Buchse BU1 und den Stecker BU2, die parallelgeschaltet sind und die Betriebsspannung sowie die SCL- und SDA-Leitungen mit sich führen. Über eine 9polige SUB-D-Verlängerungsleitung wird das Board direkt an das I²C-PC-Interface angeschlossen.

Die Widerstände R 1 und R 2 dienen zum Schutz vor statischen Entladungen auf den Pins der Anschlußbuchsen.

Zentraler Bestandteil der Schaltung ist der I²C-I/O-Baustein IC 1 vom Typ PCF 8574 P, dessen I²C-Adresse mit den

Jumpfern J 1 bis J 3 vorgegeben wird, die die Adressleitungen A 0 bis A 2 mit +5 V (1) oder Masse (0) beschalten.

Die 8 I/O-Leitungen Pin 4 bis Pin 12 des ICs sind direkt mit den Zeilen- und Spaltenleitungen der Matrixtastatur verbunden. Aufgrund der internen Realisierung der Portpins ist keine weitere Beschaltung notwendig. Die Portpins verfügen intern über je einen Pull-Up-Widerstand und einen Schalttransistor nach Masse. Jeder Pin kann so als Ausgang genutzt werden, indem der Transistor gesperrt wird und der Pin durch den Widerstand High-Potential führt. Um ein Low-Ausgangssignal zu erhalten, wird der interne Transistor durchgesteuert, der den Pin nach Masse zieht.

Soll der Pin als Eingang dienen, so ist der interne Transistor gesperrt, und der Pin liegt über den internen Pull-Up-Widerstand an +5 V. Das angelegte Signal muß dann den Eingang nach Masse ziehen.

Die Portpins P 4 bis P 7 dienen zur Auswahl einer Spalte, die nacheinander die Spaltenleitungen nach Masse zieht. Wird eine Taste betätigt, so verbindet diese eine Spaltenleitung mit einer Zeilenleitung, die dann ebenfalls auf Low-Potential wechselt. Die Zeilenleitungen sind mit den Portpins P 0 bis P 3 verbunden, über die deren Zustand eingelesen wird. So können alle Tasten ausgewertet werden, indem zu jeder aktivierten Spaltenleitung (nach Masse gezogen) der Zustand der Zeilenleitungen ausgewertet wird.

Die Schaltung ist für den Anschluß einer 4 x 4-Matrixtastatur konzipiert, die an die Stiftleiste J 4 anzuschließen ist. Bei der von ELV angebotenen 4 x 3-Matrixtastatur handelt es sich um eine Tastatur, deren Tasten (0-9,*,#) wie bei einem Telefon angeordnet sind. Die interne Beschaltung ist in Abbildung 1 dargestellt.

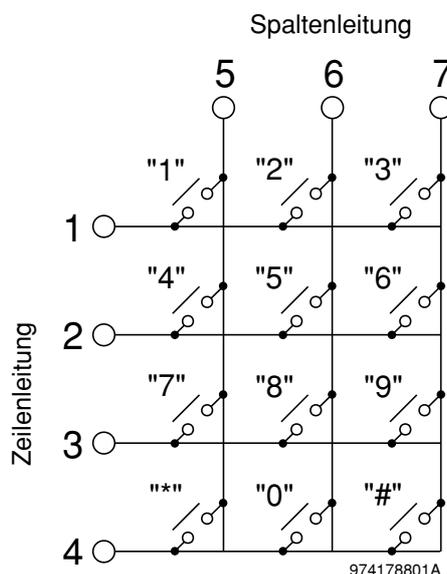


Bild 1: Schaltbild der 4 x 3-Matrixtastatur

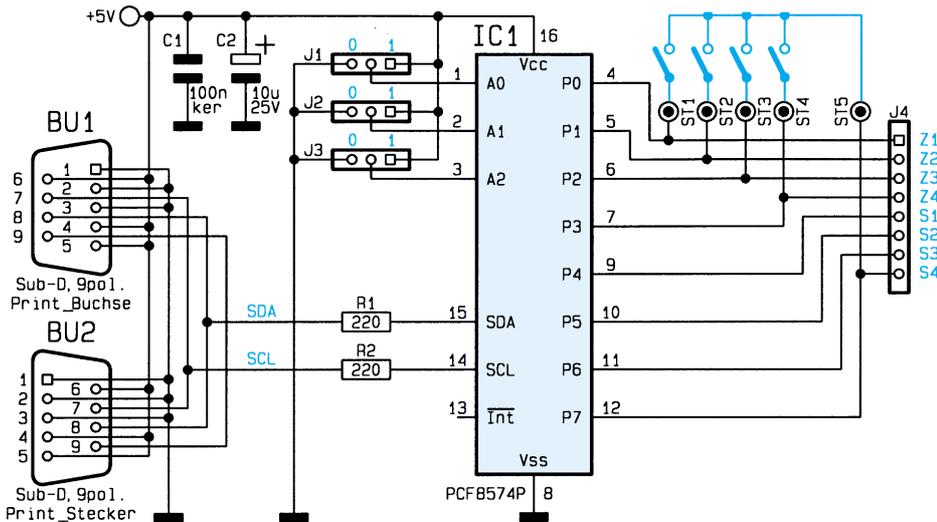


Bild 2: Schaltbild des I²C-Tastatur-Boards

974178802A

Nicht genutzt wird hierbei die 4. Spaltenleitung P7 des IC 1, die auf ST 5 geführt ist und den Anschluß von bis zu vier Zusatztasten ermöglicht. Die Tasten sind dabei, wie im Schaltbild ersichtlich, an die Lötstifte ST 1 bis ST 5 zu löten.

Nachbau

Die Schaltung ist auf einer einseitigen Leiterplatte mit den Abmessungen 50 x 65 mm untergebracht. Die Bestückung erfolgt in gewohnter Weise anhand der Stückliste und des Bestückungsplanes, wobei zuerst die niedrigen, gefolgt von den höheren Bauteilen zu bestücken und zu verlöten sind. Bei dem IC 1 und dem Elko C 2 ist unbedingt auf die richtige Einbaulage bzw. Polung zu achten.

Die Jumper J 1 bis J 3 sollten zunächst in die Position „0“ gesteckt werden, da das Demoprogramm das Board über diese Adresse anspricht.

Als dann erfolgt das Aufquetschen der 8poligen Flachband-Steckverbinder auf die Enden der Flachbandleitung, die dann auf die Stiftleiste des I²C-Tastatur-Boards gesteckt wird (farblich gekennzeichnete Seite entspricht Pin 1 der Stiftleiste).

Die andere Seite wird dann auf die Stiftleiste der Matrixtastatur gesteckt. Hierbei

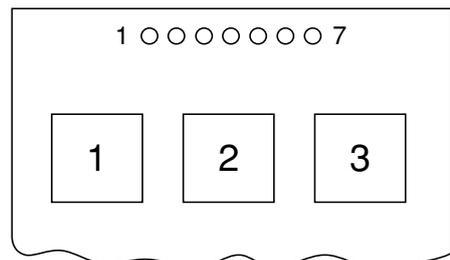


Bild 3: Anschlußbelegung der 4 x 3-Matrixtastatur (von vorne gesehen)

974178803A

bleibt Pin 8 des Steckverbinders frei, und die farbige Leitung muß mit Pin 1 der Tastatur verbunden werden (siehe Abbildung 3).

Software

Die Grundroutinen zum Auslesen der I²C-Tastatur liegen im Quellcode in den Programmiersprachen C und PASCAL vor.

Ein kleines Beispielprogramm zeigt die Anwendung der Routinen in Verbindung mit dem I²C-PC-Interface.

Zum Auslesen der Tastatur dient die

Stückliste: I²C-Tastatur-Board

Widerstände:

220Ω R1, R2

Kondensatoren:

100nF/ker C1

10µF/25V C2

Halbleiter:

PCF8574P IC1

Sonstiges:

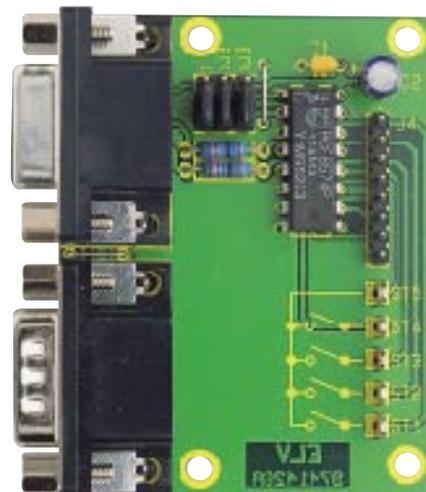
- Sub-D-Buchsenleiste, 9polig, print BU1
- Sub-D-Stiftleiste, 9polig, print .. BU2
- Stiftleiste, 1 x 3polig, gerade .. J1-J3
- Stiftleiste, 1 x 8polig, gerade J4
- Lötstifte mit Lötöse ST1-ST5
- 3 Jumper
- 1 3,5"-Software-Diskette, I²C-Tastatur-Board
- 2 Flachbandkabel-Steckverbinder, 8polig
- 20 cm Flachbandleitung, 8polig
- 6 cm Schaltdraht, blank, versilbert

Funktion „iic_readkey(adresse, taste);“. Die Variable „adresse“ entspricht der I²C-Adresse des Tastaturboards, die mit den Jumpfern eingestellt wird und im Bereich von 0 bis 3 liegt.

Die Rückgabe des Tastencodes erfolgt über die Variable „taste“. Ist keine Taste betätigt, so wird das NULL-Zeichen zurückgegeben. Andernfalls wird das Zeichen der betätigten Taste „0“ bis „9“, „*“ oder „#“, sowie für die Zusatztasten die Zeichen „A“ bis „D“ zurückgegeben. In den Ansteuerungen sind die Tastencodes in dem Feld „tastencodes[]“ aufgeführt, das es ermöglicht, die Tastencodes auf andere Tastaturen anzupassen.

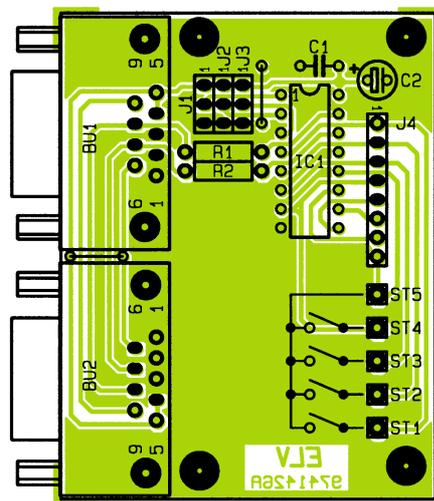
Die Funktion gibt einen Funktionswert zurück, der angibt, ob die I²C-Übertragung fehlerfrei angelaufen ist. Trat bei der Übertragung kein Fehler auf, so liefert die Funktion „true“ (1) und im Fehlerfall „false“ (0) zurück.

Die Quellcodes zum I²C-Tastatur-Board liegen dem Bausatz als Programmdiskette bei oder können über die ELV-Infobox per Modem kostenlos abgerufen werden, wobei nur die Telefongebühren anfallen. **ELV**



Oben: Fertig aufgebaute Platine des I²C-Tastatur-Boards

Unten: Bestückungsplan des I²C-Tastatur-Boards





Sensor-Taste

Nur durch Berühren eines Sensors mit dem Finger werden Verbraucher ein- oder ausgeschaltet bzw. bestimmte Schaltfunktionen ausgelöst - ohne jegliche mechanisch beweglichen Teile.

Allgemeines

Schalter gibt viele; ob Schiebe-, Kipp- oder Druckschalter usw., alle funktionieren durch mechanische Betätigung. Diese kleine Schaltung arbeitet völlig ohne eine mechanische Einwirkung, sondern nur durch Berührung mit dem Finger.

Die Funktionsweise beruht darauf, daß zwei kleine nebeneinander liegende Kontaktflächen (Abstand 1 mm bis 5 mm) gemeinsam mit dem Finger berührt werden, wobei ein winzig kleiner Strom über den Finger von einer Sensorfläche zur anderen fließt. Der Hautwiderstand des Menschen liegt je nach Hauttyp im Bereich von ca. 0,5 M Ω bis 3 M Ω bei einem Abstand der Meßpunkte auf der Haut von 5 mm. Diese Eigenschaft wird für unsere kleine

Schaltung benutzt, um den erforderlichen winzigen Stromfluß zum Auslösen des Schaltvorganges herbeizuführen.

Ende der 70er Jahre waren viele Geräte der Unterhaltungselektronik mit solchen Bedienelementen ausgestattet. Die Störfälligkeit gegenüber Feuchtigkeit und Verschmutzung war allerdings so groß, daß man nach ein paar Jahren wieder auf herkömmliche Taster und Schalter zurückgriff. Für den Hobby-Elektronikbereich können die Nachteile dadurch behoben werden, daß man die Kontakte stets sauber hält und einen möglichst großen Kontaktabstand (z. B. 5 mm) wählt.

Schaltung

Abbildung 1 zeigt das Schaltbild der Sensor-Taste. Hauptbestandteil der Schal-

tung sind zwei Flip-Flops, wobei IC 1 A als RS-Flip-Flop und IC 1 B als Toggle-Flip-Flop arbeitet.

Wird der an ST 7 und ST 8 angeschlossene Sensor-Kontakt betätigt (berührt), fließt ein Strom über R 1, R 2 und R 3. Hierdurch steigt die Spannung am „SET“-Eingang von IC 1 A (Pin 6) auf ca. UB/2 und der Ausgang Q (Pin 1) wechselt von Low- auf High-Pegel.

Um eine definierte minimale Länge des Ausgangsimpulses zu erhalten, wird IC 1 A durch die RC-Kombination R 4/C 2 nach ca. 0,5 s zurückgesetzt. Die Diode D 2 entlädt dabei den Kondensator C 2, nachdem der Ausgang Q auf „low“ wechselt. Durch diese Maßnahme wird eine optimale Entprellung erzielt, wodurch mehrfache Eingaben verhindert werden.

Der Clock-Eingang (Pin 11) des zwei-

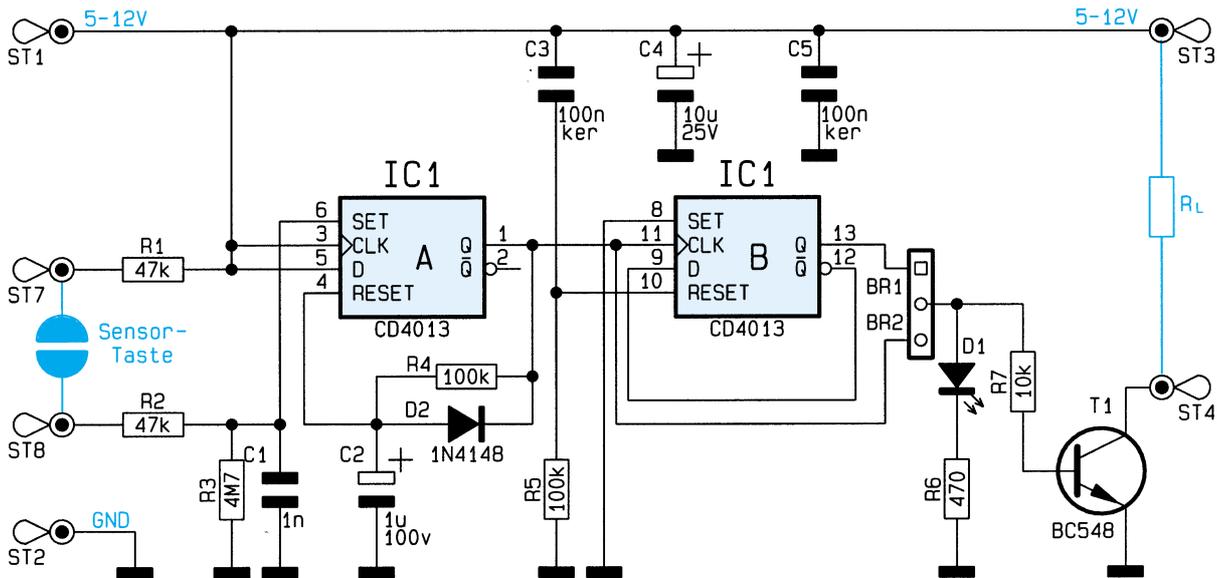


Bild 1: Schaltbild der Sensortaste

ten Flip-Flops IC1 B ist mit dem Ausgang Q (Pin 1) verbunden. Die Rückkopplung des Q-Ausgangs (Pin 12) auf den D-Eingang (Pin 9) bewirkt, daß bei jedem Low-High-Übergang an Pin 11 sich der Logikpegel am Ausgang Q (Pin 13) ändert (Toggle-Funktion). Der Kondensator C 3 sorgt dafür, daß nach dem Anlegen der Betriebsspannung das Flip-Flop zurückgesetzt wird.

Um einen universellen Ausgang zu schaffen, wurde ein Open-Kollektor-Ausgang gewählt. Dies erlaubt ein Schalten von z. B. Lampen, Relais oder sonstigen Verbrauchern. Die Leuchtdiode D 1 signalisiert den momentanen Schaltzustand. Mit den beiden Brücken BR 1 und BR 2 ist

wahlweise die Toggle- oder die Tastfunktion wählbar.

Die Betriebsspannung kann im Bereich von 5 V bis 12 V liegen, und wird über die Anschlußpunkte ST 1 (+) und ST 2 (-) zugeführt.

Nachbau

Der Nachbau gestaltet sich recht einfach und ist in kurzer Zeit erledigt. In gewohnter Weise werden anhand der Stückliste und des Bestückungsplans die niedrigen Bauteile gefolgt von den höheren Bauteilen bestückt. Diese sind entsprechend dem Rastermaß abzuwinkeln und anschließend in die dafür vorgesehenen Bohrungen zu

stecken. Auf der Platineunterseite werden die Anschlußdrähte verlötet und überstehende Drahtenden abgeschnitten.

Bei den beiden Elkos und den Halbleitern ist wie immer auf die richtige Polung bzw. Einbaulage zu achten. Für die Brücken BR 1 und BR 2 wird eine 3polige Stiftleiste eingesetzt und anschließend entsprechend der Schaltfunktion ein Jumper gesteckt.

BR 1 = Togglefunktion (bei jeder „Tastenbetätigung“ ändert sich der Ausgangszustand)

BR 2 = Tastfunktion (der Ausgang schaltet nur beim Auslösen der Taste)

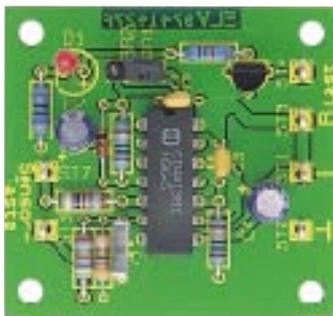
Wichtig! BR 1 und BR 2 dürfen niemals gleichzeitig gebrückt sein.

Nachdem alle Bauteile bestückt sind, folgt ein Funktionstest. Hierzu wird eine Versorgungsspannung von 5 V bis 12 V mit den Anschlüssen ST 1 (+) und ST 2 (-) verbunden. Durch Berühren der Anschlußpunkte ST 7 und ST 8 muß die entsprechend gewählte Funktion ausgeführt werden.

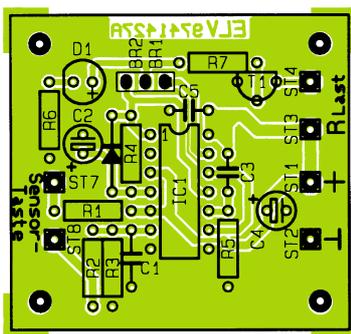
Die Gestaltung des Sensor-Kontaktes ist jedem selbst überlassen. Einfachstes Beispiel wären zwei parallel verlaufende Drähte. Wichtig ist nur, daß der Abstand der beiden Kontakte mindestens 1 mm betragen muß. Es kann auch ein kleines Stück kupferkaschierte Platine, bei der die Kupferschicht in der Mitte durchtrennt wurde, verwendet werden.

Achtung: Da die Sensor-Eingänge der Schaltung keine galvanische Trennung zur eigentlichen Elektronik aufweisen, muß unbedingt sichergestellt werden, daß sowohl die gesamte Schaltung, als auch die davon angesteuerten (geschalteten) Verbraucher galvanisch von der lebensgefährlichen Netzwechselspannung getrennt sind (z. B. Gesamtversorgung über Batterien oder entsprechende Netztransformatoren mit Netztrennung und VDE-Zulassung).

ELV



**Oben: Fertig aufgebaute Platine der Sensor-Taste
Unten: Bestückungsplan der Sensor-Taste**



Stückliste: Sensor-Taste

Widerstände:

470Ω	R6
10kΩ	R7
47kΩ	R1, R2
100kΩ	R4, R5
4,7MΩ	R3

Kondensatoren:

1nF	C1
100nF/ker	C3, C5
1μF/100V	C2
10μF/25V	C4

Halbleiter:

CD4013	IC1
BC548	T1
1N4148	D2
LED, 3mm, rot	D1

Sonstiges:

Lötstifte mit Lötöse	ST1-ST4, ST7, ST8
Stiftleiste, 1 x 3polig	BR1, BR2
1 Jumper	



Modellbau-Schnellladegerät für 12V-Betrieb

Zum Schnellladen von 6- und 7zelligen Modellbau-Antriebsakkus ist dieses „intelligente“ Ladegerät geeignet. Der Anschluß des in einem robusten Metallgehäuse untergebrachten Gerätes erfolgt an die Kfz-Zigarettenanzünderbuchse.

Allgemeines

Im Bereich der Modellbau-Antriebsakkus erfolgt meistens eine sehr hohe Stromentnahme, so daß die im Akku gespeicherte Energie nur für eine kurze Nutzungsdauer zur Verfügung steht. Wichtig sind daher kurze Ladezeiten und somit eine schnelle Verfügbarkeit der Energiequelle.

Da kurze Ladezeiten nur durch hohe Ladeströme erreichbar sind, ist ein intelligentes Schnellladekonzept gefragt, bei dem der Akku bei Erreichen von 100 % Ladungsinhalt sicher vor Überladung geschützt wird.

Üblicherweise werden Modellfahrzeuge im Freien eingesetzt, so daß ein am Kfz-Bordnetz anschließbares Ladegerät Vorteile bietet.

Die meisten Modellbau-Antriebsakkus bestehen aus 6 oder 7 Zellen mit Nennspannungen von 7,2 V bzw. 8,4 V. Das solide Alu-Profilgehäuse dient aufgrund seiner Ausgestaltung mit starken Wandungen gleichzeitig als Kühlkörper. Ausge-

stattet mit einem Akku-Management-IC von TEMIC ist das ELV-Schnellladegerät speziell zum Laden von 6- und 7zelligen Akkus ausgelegt.

Bei diesem Chip erfolgt die Ladeerkennung in erster Linie durch Spannungsgradientenmessung. Sobald am Ende der Ladekurve die Steigungsgeschwindigkeit der Akkuspannung nicht mehr zunimmt, wird der Schnelladevorgang beendet und der Akku durch Übergangsladung auf 100% seiner speicherbaren Kapazität gebracht.

Ist die zweite Ableitung der Steigung bei einem Akku nicht auswertbar, so erfolgt die Beendigung des Ladevorgangs nach dem Verfahren der negativen Spannungsdifferenz ($-\Delta U$). Somit steht eine zweite Sicherheitsstufe zum Schutz vor Überladung zur Verfügung. Durch die im allgemeinen vorher zum Tragen kommende Spannungsgradienten-Auswertung wird eine besonders schonende Ladung erreicht, da der Schnelladevorgang bereits beendet wird, bevor eine starke Erwärmung des Akkus auftritt.

Das Blockschaltbild in Abbildung 1 zeigt

die komplexe interne Struktur des von ELV eingesetzten Ladecontrollers. Dieser Chip enthält sämtliche aktiven Komponenten, die zum Aufbau eines hochwertigen Ladegerätes erforderlich sind.

Damit Übergangswiderstände an Akkuklemmen bzw. Anschlußleitungen die Messung nicht beeinflussen, erfolgt die Spannungsabtastrung grundsätzlich im stromlosen Zustand.

Der Eingangsmeßbereich des integrierten AD-Wandlers liegt zwischen 0,1 V und 4 V, wobei der Schnelladevorgang erst startet, wenn die Spannung an Pin 9 des Chips 1,6 Volt übersteigt.

Durch diese Schutzfunktion ist es möglich, tiefentladene Akkus bzw. Akkus, die über einen längeren Zeitraum nicht genutzt wurden, mit einem geringen Strom zu formieren.

Wird innerhalb von 10 Min. nach dem Start des Formierungsvorgangs keine Spannung aufgebaut, d. h. 1,6 Volt an Pin 9 des U 2407 erreicht, erkennt das Ladegerät diesen Akku als defekt. Sobald die Spannung am AD-Wandlereingang 1,6 V über-

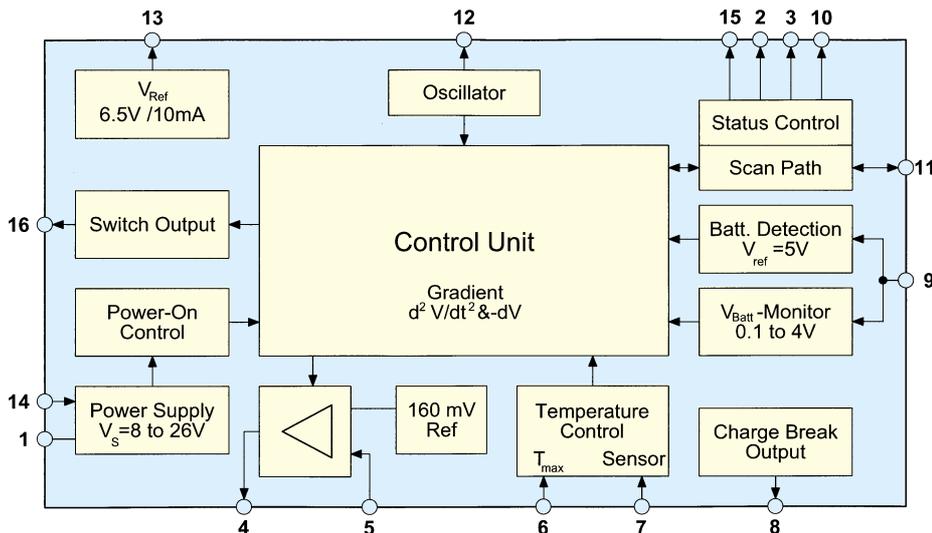


Bild 1: Interne Struktur des U 2407 B

steigt, beginnt dann automatisch der Schnellladevorgang.

Nach dem Start des Schnellladens wird innerhalb der ersten 3 Minuten die Spannungsgradientenauswertung deaktiviert, da zu Beginn ebenfalls eine Steigungsumkehr innerhalb des Ladespannungsverlaufs auftritt. In dieser Ladephase erfolgt die Ladeerkennung jedoch weiterhin nach dem $-\Delta U$ -Verfahren, um einen bereits geladenen Akku sicher zu erkennen.

Der an Pin 12 des Chips extern zugängliche RC-Oszillator bestimmt sämtliche Zeitabläufe innerhalb des U 2407. Bezogen auf einen der Nennkapazität entsprechenden Ladestrom soll die Oszillatorfrequenz ca. 800 Hz betragen.

Ausgehend von einem Ladestrom von 3,2 A und einer maximalen Akku-Nennkapazität von 2,2 Ah ist in unserer Schaltung

eine Oszillatorfrequenz von ca. 1,2 kHz erforderlich.

Abbildung 2 zeigt den Ladeablauf mit dem zugehörigen Ladespannungsverlauf am Akkupack.

Solange am Meßeingang (Pin 9 des U 2407) die Spannung unter 0,1 V liegt, ist der Controller zurückgesetzt. Zwischen 0,1 V und 1,6 V (tiefentladener Akku) wird mit einem sehr geringen Strom (in der Größenordnung des Erhaltungsladestroms) der Akku für den Schnellladevorgang vorbereitet. Ab 1,6 V am Meßeingang beginnt dann der Schnellladezyklus, wobei die Spannungs-Gradientenauswertung die ersten 3 Minuten deaktiviert ist.

Am Ende der Ladekurve, wenn der Akku den größten Teil der ladbaren Energie gespeichert hat, erfolgt die Auswertung der Steigungsumkehr innerhalb der Ladekur-

ve, und die Übergangsladephase wird eingeleitet.

Aufgrund eines Puls/Pausenverhältnisses von 1 zu 3 erfolgt die Übergangsladung mit 25% des ursprünglichen Ladestroms.

Die zum Abschluß folgende Impuls/Erhaltungsladung wird mit 1/256 Stromimpulsen vorgenommen und ist zeitlich unbegrenzt.

Abbildung 3 zeigt das Puls/Pausenverhältnis des Ladestromes in den unterschiedlichen Ladephasen.

Untergebracht ist die zum größten Teil in SMD-Technologie realisierte Schaltung in einem Metallgehäuse, das gleichzeitig als Kühlkörper dient. Die Stromversorgung erfolgt über einen Zigarettenanzünderstecker aus dem Kfz-Bordnetz. Zum Anschluß des Akkus ist das Ladegerät direkt mit einem Akku-Steckverbinder ausgestattet.

2 Leuchtdioden zeigen den Betriebszustand des Ladegerätes an. Während die grüne LED bei Schnellladung blinkt und bei Übergangs- und Erhaltungsladung ständig leuchtet, wird ein defekter Akku durch Blinken der roten Leuchtdiode angezeigt.

Zum Schutz bei verpoltem Akku ist das Ladegerät mit einer Kfz-Euro-Flachsicherung ausgestattet, die ohne Öffnen des Gerätes auswechselbar ist.

Schaltung

Da bei unserem „intelligenten“ Modellbau-Ladegerät alle wichtigen Baugruppen im U 2407 integriert sind, hält sich der Schaltungsaufwand in Grenzen (Abbildung 4).

Die aus dem Kfz-Bordnetz (Zigarettenanzünder) kommende Versorgungsspan-

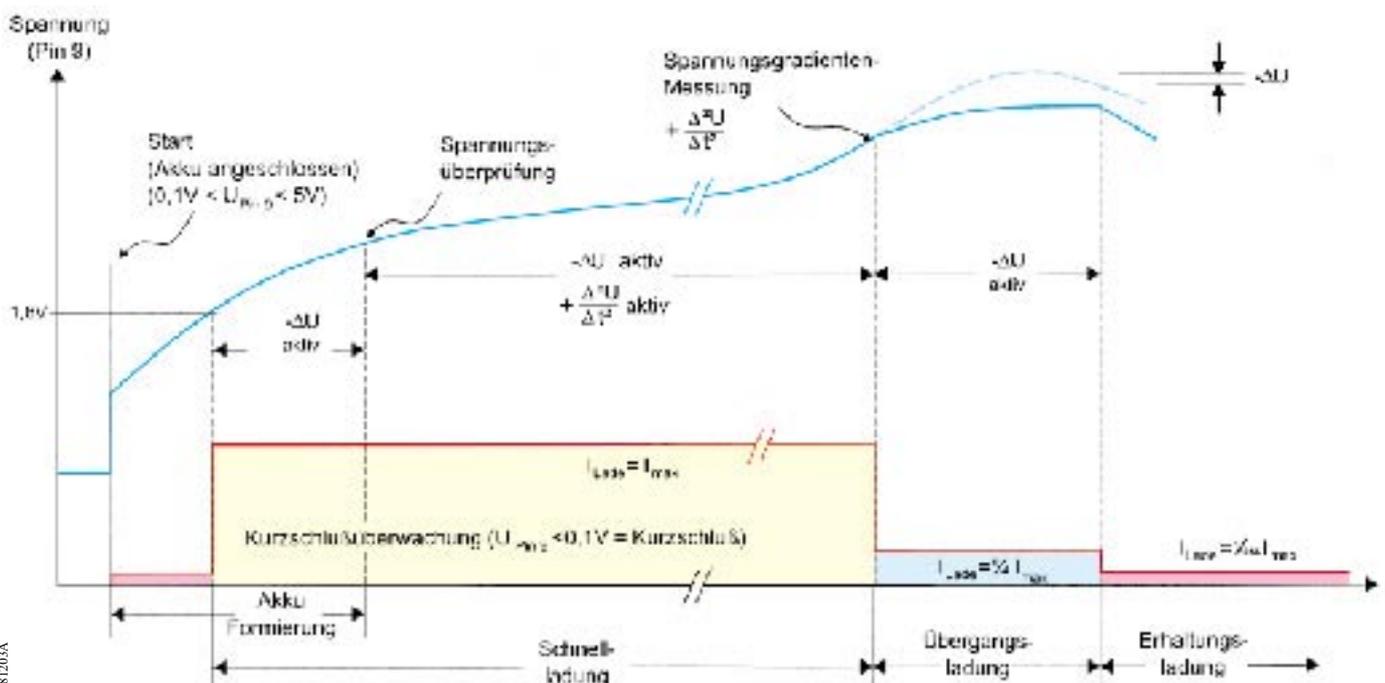


Bild 2: Ladeablauf mit zugehörigem Spannungsverlauf am Akku

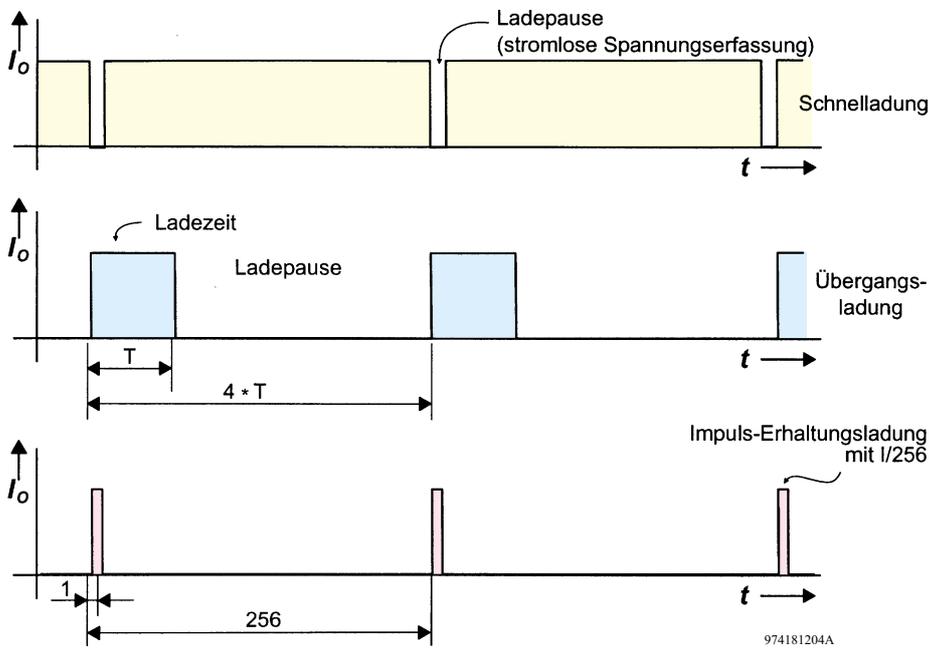


Bild 3: Puls/Pausenverhältnis des Ladestromes

nung wird der Schaltung mit dem Pluspol an ST 1 und dem Minuspol an ST 2 zugeführt. Um beim Sicherungswechsel einem Kurzschluß (z. B. zum Gehäuse) vorzubeugen, befindet sich die Sicherung SI 1 im Minuszweig.

Während die mit T 1 aufgebaute Ladeendstufe direkt an die Betriebsspannung angeschlossen ist, wird der Ladechip (IC 1) über R 5 versorgt. Der Elko C 5 dient in diesem Zusammenhang zur Pufferung.

Der Meßeingang des chipinternen AD-Wandlers ist an Pin 9 des U 2407 (IC 1) extern zugänglich und liegt ohne angeschlossenen Akku und bei gesperrter Ladeendstufe über R 13 auf Massepotential. Der Controller befindet sich dann im zurückgesetzten Zustand.

Sobald ein Akkupack mit dem Pluspol an ST 3 und mit dem Minuspol an ST 4 angeschlossen wird, liegt die Spannung über den Spannungsteiler R 12, R 13 am Meßeingang an. Zwischen 313 mV und

5 V-Akkuspannung, entsprechend 100 mV und 1,6 V am Meßeingang, wird von einem tiefentladenen Akku ausgegangen, der nicht mit vollem Ladestrom beaufschlagt werden darf.

Die grüne Ladekontroll-LED blinkt, jedoch die Ladeendstufe bleibt gesperrt. Über den Ausgang von IC 1 zur Ansteuerung der Ladekontroll-LED wird nun der Transistor T 4 zyklisch durchgesteuert und der Akku über R 6 mit einem geringen Strom beaufschlagt. Sobald die Akkuspannung 5 V übersteigt, startet der Schnellladevorgang.

Über die als Linearregler arbeitende Ladeendstufe (T 1) vom Ausgang (Pin 4) des Chips gesteuert.

Der aktuell fließende Ladestrom wird über den Shunt-Widerstand R 1 im Massezweig gemessen und die an Pin 5 des Bausteins anliegende Spannung mit einer chipinternen Referenzspannung von 160 mV verglichen.

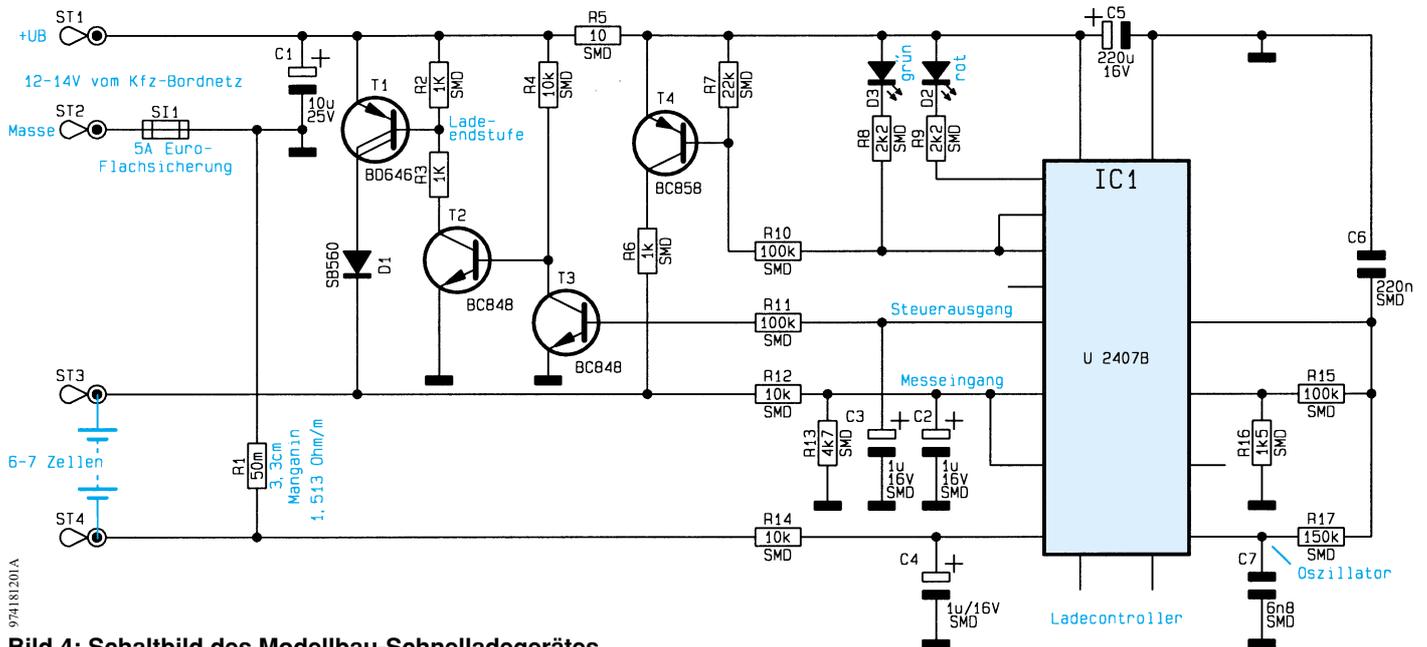


Bild 4: Schaltbild des Modellbau-Schnellladegerätes

Die Schottkydiode D 1 verhindert bei fehlender Eingangsspannung ein Entladen des angeschlossenen Akkupacks.

An Pin 12 des U 2407 ist der mit einer RC-Kombination (R 17, C 7) zu beschaltende chipinterne Taktoszillator extern zugänglich.

Die Statusanzeige des Ladegerätes erfolgt durch zwei an Pin 2, 3 und 10 angeschlossene Leuchtdioden. Die rote LED zeigt einen defekten Akku durch Blinken an, und die grüne LED blinkt bei Schnellladung und leuchtet ständig bei Übergangs- und Erhaltungsladung.

An Pin 13 liefert der Controller eine Referenzspannung von 6,5 Volt, die maximal mit 10 mA belastet werden darf.

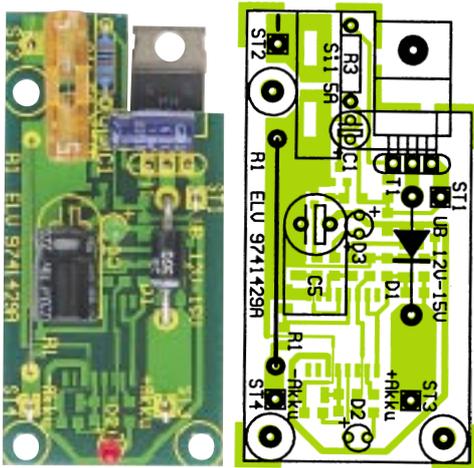
Nachbau

Bei etwas Erfahrung im Aufbau von elektronischen Schaltungen ist der Nachbau dieses interessanten Ladegerätes trotz SMD-Technologie nicht schwierig. Es ist empfehlenswert, zuerst mit der Bestückung der SMD-Bauelemente an der Lötseite der Platine zu beginnen, wobei jedoch ein Minimum an Spezialwerkzeugen zur Verfügung stehen sollte.

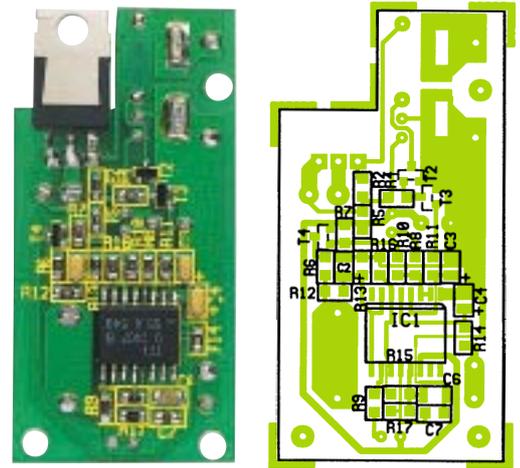
Neben einer SMD-Pinzette zum Aufnehmen der winzigen Bauelemente, sind ein Löt Kolben mit möglichst kleiner Spitze (bleistiftspitz) und dünnes SMD-Lötzinn zu nennen. Des Weiteren kann eine Lupe oder eine Lupenleuchte das Arbeiten mit den Miniaturbauelementen erheblich erleichtern.

Damit die kleinen Bauteile nicht verlorengelassen, ist ein Streifen doppelseitiges Klebeband zur provisorischen Aufnahme hilfreich.

Bevor die SMD-Bauelemente nacheinander auf die Platine gesetzt werden, ist



Platinenfoto der Oberseite mit zugehörigem Bestückungsplan



Platinenfoto der SMD-bestückten Seite mit zugehörigem Bestückungsplan

jeweils ein Lötpad leicht vorzuverzinne. Danach ist das Bauteil zu plazieren und am vorverzinnten Lötpad anzulöten. Erst wenn die Position des Bauteils exakt stimmt, sind die weiteren Anschlüsse zu verlöten.

Die Reihenfolge der Verarbeitung spielt bei den Bauteilen für die Oberflächenmontage keine Rolle. Wichtig ist bei den am Pluspol gekennzeichneten Elkos und beim Ladecontroller des Typs U 2407 die korrekte Polarität.

Das Gehäuse des Chips ist an der Pin 1 zugeordneten Seite leicht angeschragt. Zusätzlich weist Pin 1 eine Punktmarkierung auf. Der Chip ist wie bei den einfachen Bauteilen zuerst mit einem Anschlußbeinchen am vorverzinnten Lötpad anzulöten. Erst wenn das Bauelement exakt fixiert ist, erfolgt das Verlöten sämtlicher Anschlußpins. Hierbei ist besonders darauf zu achten, daß keine Kurzschlüsse zwischen den einzelnen Pins entstehen.

Danach erfolgt die Bestückung der größeren bedrahteten Bauteile auf der Platinenoberseite. Hierbei beginnen wir mit

dem Einpressen von 4 Lötstiften mit Öse (zum Anschluß der zweipoligen Versorgungsleitung und des Ladekabels) in die zugehörigen Platinenbohrungen. Die Lötstifte sind an der Platinenunterseite mit reichlich Lötzinn festzusetzen.

Als dann erfolgt das Einlöten der Schottky-Leistungsdioden D 1 und des bedrahteten Widerstandes R 3 entsprechend dem Rastermaß.

Die Elektrolytkondensatoren C 1 und C 5 sind in liegender Position polaritätsrichtig einzulöten.

Der 50mΩ-Stromshunt R 1 wird aus 3,5 cm Manganindraht mit 1,513 Ω/m hergestellt. Nach dem Verlöten des auf der Platinenoberfläche aufliegenden Widerstandsdrabtes bleiben ca. 3,3 cm, entsprechend 50 mΩ, wirksam.

Die 5 A-Kfz-Sicherung wird mit 2 Kabelschuhen (6,3 mm) bestückt und von oben in die zugehörigen Bohrungen der Platine gesteckt. Unter Zugabe von reichlich Lötzinn erfolgt dann das Verlöten an der Platinenunterseite. Mit einem scharfen

Seitenschneider sind die Anschlußenden der Kabelschuhe auf ca. 2 mm Länge zu kürzen.

Der Lade-Endstufentransistor T 1 ist, wie auf dem Platinenfoto zu sehen, von der Lötseite zu montieren.

Als letzte Bauteile bleiben nur noch die beiden Leuchtdioden zur Statusanzeige übrig. Diese sind polaritätsrichtig so einzulöten, daß von der LED-Spitze bis zur Platinenoberseite gemessen ein Abstand von 10 mm entsteht.

Nach einer gründlichen Überprüfung hinsichtlich Löt- und Bestückungsfehler kann der Einbau der Platine in das im wesentlichen aus einem Kühlkörper bestehende Gehäuse erfolgen. Dabei ist eine isolierte Montage des Leistungstransistors (T 1) mit einer Glimmerscheibe und einem Isoliernippel besonders wichtig.

Um eine Beschädigung der Glimmerscheibe zu verhindern, darf das Schraubgewinde des Kühlkörpers keinen Grat aufweisen. Gegebenenfalls ist ein vorhandener Grat mit einem 6 mm-Bohrer zu entfernen.

Zur besseren thermischen Kopplung wird die Glimmerscheibe auf beiden Seiten mit Wärmeleitpaste dünn bestrichen.

Der korrekte Platinenabstand wird durch 3 Distanzrollchen M3 x 5 mm sichergestellt.

Die vom Kfz-Bordstecker kommende Leitung ist mit dem Pluspol an ST 1 und mit dem Minuspol an ST 2 anzulöten.

Ausgangsseitig ist das Ladegerät standardmäßig mit einem Steckverbinder für 8,4 V-Antriebsakkus zu bestücken. Der Pluspol der Akkuzuleitung ist an ST 3 und der Minusanschluß an ST 4 anzulöten.

Nach Aufschrauben der Gehäuseabdeckung sind die Anschlußleitungen jeweils mit einer Zugentlastungsdurchführung zu sichern und an der Gehäuseunterseite sind 4 Gummifüße aufzukleben. Für das schonende Schnellladen von Modellbau-Antriebsakkus steht nun ein innovatives Ladegerät zur Verfügung.



Stückliste: Modellbau-Schnelladegerät für 12V-Betrieb

Widerstände:

3,5 cm Manganindraht, 1,513 Ω/m (50 mΩ)	R1
10Ω/SMD	R5
1kΩ	R3
1kΩ/SMD	R2, R6
1,5kΩ/SMD	R16
2,2kΩ/SMD	R8, R9
4,7kΩ/SMD	R13
10kΩ/SMD	R4, R12, R14
22kΩ/SMD	R7
100kΩ/SMD	R10, R11, R15
150kΩ/SMD	R17

Kondensatoren:

6,8nF/SMD	C7
220nF/SMD	C6
1µF/16V/SMD	C2-C4
10µF/25V	C1
220µF/16V	C5

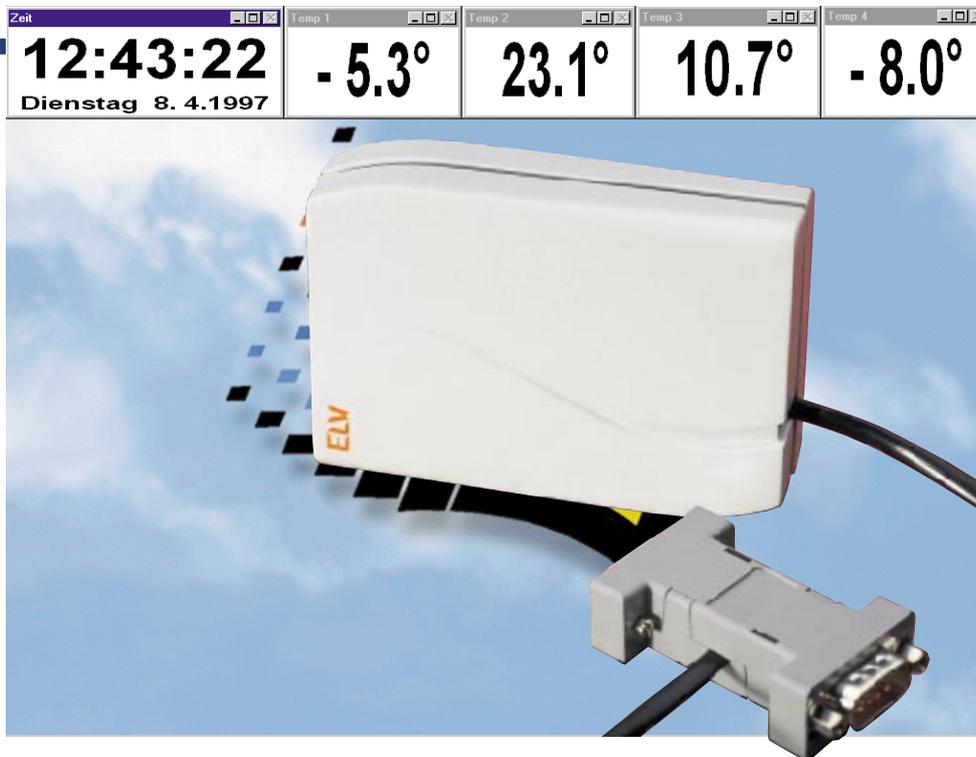
Halbleiter:

U2407B/SMD	IC1
BD646	T1
BC848	T2, T3

BC858	T4
SB560	D1
LED, 3 mm, rot	D2
LED, 3 mm, grün	D3

Sonstiges:

Lötstifte mit Lötöse	ST1-ST4
Euro-Flachsicherung, 5A	SI1
2 Kfz-Flachsteckhülsen	
1 Zylinderkopfschraube, M3 x 5mm	
7 Zylinderkopfschrauben, M3 x 8mm	
3 Distanzrollen, M3 x 5mm	
1 Glimmerscheibe, TOP-66	
1 Isoliernippel	
1 Gehäuseabdeckung, gebohrt und bedruckt	
1 Flachkühlkörper, bearbeitet	
4 Gummi-Klebefüße	
20 cm Schalllitze, 2adrig, mit Modellbausteckverbinder	
1,5 m Schalllitze, 2adrig, mit Bordnetzstecker für Kfz	
1 Tube Wärmeleitpaste	
2 Zugentlastungs-Durchführungen	



PC-DCF-Funkuhr Teil 2

Ohne Software läuft sie nicht, unsere PC-DCF-Funkuhr, deren Schaltungsaufbau und Funktionsweise wir bereits im vorangegangenen Artikel kennengelernt haben. Im zweiten Teil stellen wir die Windows-Software für die Funkuhr vor.

Allgemeines

Die Software für die PC-DCF-Funkuhr arbeitet als Windows-Task, während Sie mit Ihren normalen Applikationen ohne Störung arbeiten können. Durch den maskenprogrammierten Prozessor der Funkuhr, der bereits die wesentlichen Softwarekomponenten enthält, entfällt für den Rechner, an dem die Funkuhr läuft, fast jegliche Prozessorbelastung. Lediglich der Datenaustausch über die serielle Schnittstelle und die Anzeige sind durch die kleinen Anzeigemodule der Windows-Software zur PC-DCF-Funkuhr zu realisieren. Dies betrifft auch die optional mögliche Anzeige der Werte von bis zu vier ELV-Außentemperatursensoren AS 2. Auch deren Daten gelangen bereits aufbereitet in den PC.

Installation der Software

Die Installation ist sehr einfach durchzuführen. Unter Windows wird mit Hilfe der Funktion „Ausführen“ die Datei „INSTALL.EXE“ auf der Installationsdiskette gestartet. Das Installationsprogramm übernimmt nach Angabe des gewünschten Verzeichnisses das Kopieren der benötigten Programme und legt schließlich eine neue Programmgruppe an, die

über das Start-Menü unter „Programme“ erreichbar ist (DCF -> PC DCF).

Damit ist die Installation der Software bereits abgeschlossen.

Bei Bedarf kann die Software wieder komplett deinstalliert werden. Dazu ist über das Programmverzeichnis das Programm „Programm deinstallieren“ aufzurufen. Nach einer Sicherheitsabfrage erfolgt dann das Deinstallieren aller Programmbestandteile.

Installation der Hardware

Das Hardwaremodul ist lediglich an eine beliebige freie serielle Schnittstelle COM 1, 2, 3 oder 4 des PCs anzuschließen. Durch die Batterie-Stromversorgung des Empfangsmoduls ist keine externe Spannungsversorgung erforderlich.

Alternativ ermöglicht der durchgeschlossene COM-Port der Funkuhr den Anschluß

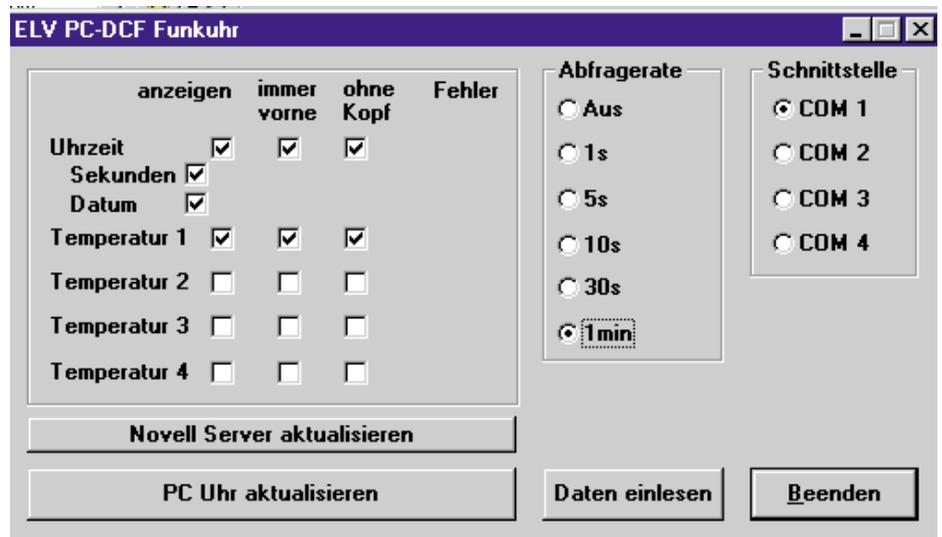


Bild 1: Das Programmfenster der PC-DCF-Funkuhr mit den umfangreichen Einstell- und Bedienmöglichkeiten.

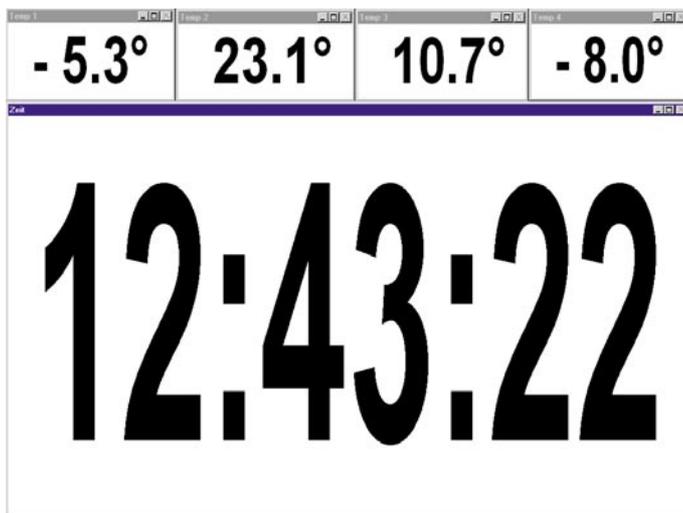


Bild 2: Bei Bedarf kann man alle Anzeigen der PC-DCF-Funkuhr in den Vordergrund stellen.

läre Zeit an, so kann man mittels des Buttons „PC Uhr aktualisieren“ die interne Uhr des PCs stellen. Dies wird durch ein Quittungsfenster angezeigt.

Der Button „Novell Server aktualisieren“ ermöglicht den gleichen Vorgang für einen solchen Server. Dazu muß man jedoch in diesen eingeloggt bzw. angemeldet sein. Ist dies nicht exakt geschehen, erfolgt eine Fehlermeldung, und man kann nach dem ordnungsgemäßen Einloggen den Vorgang wiederholen.

Unter „Fehler“ erscheint die Anzahl von Fehlversuchen des Empfangsmoduls, den Zeitzeichensender zu empfangen, falls Empfangsstörungen auftreten. So ist man stets informiert, wie lange der Rechner schon mit der internen Uhr selbständig läuft.

Eine Online-Hilfe zum Datenprotokoll und zur Bedienung ist mit dem Button „Online Hilfe“ erreichbar.

Über den Button „Beenden“ kann das gesamte Programm beendet werden.

Bleibe zur Bedienung lediglich noch zu sagen, daß die Darstellung der Anzeigemodule sehr flexibel erfolgen kann. Diese können sowohl als Vollbild im Vordergrund laufen als auch als Mini-Anzeige an einer freien Stelle des Programmbildschirms (Abbildung 4) plaziert werden. Sie sind weitgehend in der Größe skalierbar und wie gesagt, mittels der Task-Leiste stets einfach aufrufbar.

Damit ist die Beschreibung der Software abgeschlossen, und dem bestimmungsgemäßen Einsatz des Funkuhrmoduls steht nichts mehr im Wege. **ELV**

auch an Rechner, die eigentlich keinen seriellen Port übrig haben. So kann die Funkuhr z. B. zwischen Maus und Computer geschaltet werden, ohne die Funktion der seriellen Mausschnittstelle zu beeinträchtigen.

Bedienung

Nach dem Starten der Software aus dem Windows-Start-Menü (Windows 95, bei Windows 3.x aus der Programmgruppe starten) ist zunächst über das Fenster im rechten Statusfeld die mit dem Interface belegte Schnittstelle auszuwählen (Abbildung 1).

Hat die Software die Uhr am seriellen Port erkannt, erfolgt sofort die Anzeige von Uhrzeit, und falls vorhanden, der Temperatur der installierten Außentemperatur-sensoren AS 2 in einzelnen Fenstern auf dem Bildschirm. Die Daten können alternativ auch manuell über das Betätigen des Buttons „Daten einlesen“ abgerufen werden. Ansonsten erfolgt das automatische Abfragen der Daten aus dem Funkuhrmodul in den Zeitabständen, die im mittleren Statusfeld des Einstellfensters ausgewählt werden können.

Hier kann die automatische Abfrage auch ausgeschaltet werden. Dies kann z. B. erforderlich sein, falls ein auf dem PC auszuführendes Programm partout kein im Hintergrund laufendes Programm duldet oder man wünscht keine automatische Abfrage und liest die Daten nur manuell bei Bedarf ein.

Bei der Arbeit des Programms im Hintergrund sind die einzelnen Anzeigebau-teile bei Bedarf über die Task-Leiste aufzurufen und so in den Vordergrund zu stellen (Abbildung 2).

Die Parameter der gewünschten Anzeigen sind im linken Feld des Funkuhr-Menüs (Abbildung 1) einstellbar. Hier kann man die Module anwählen, die angezeigt werden sollen, den Status des Moduls (ob

immer im Vordergrund oder wie beschreiben, auch im Hintergrund über die Task-Leiste) und ob das Modul mit oder ohne Statuskopf (Abbildung 3) angezeigt werden soll.



Bild 3: Darstellung der Daten wahlweise mit oder ohne Kopfleiste.

Hat die Uhr bereits synchronisiert und zeigt nach dem Betätigen des Buttons „Daten einlesen“ bzw. automatisch eine regu-

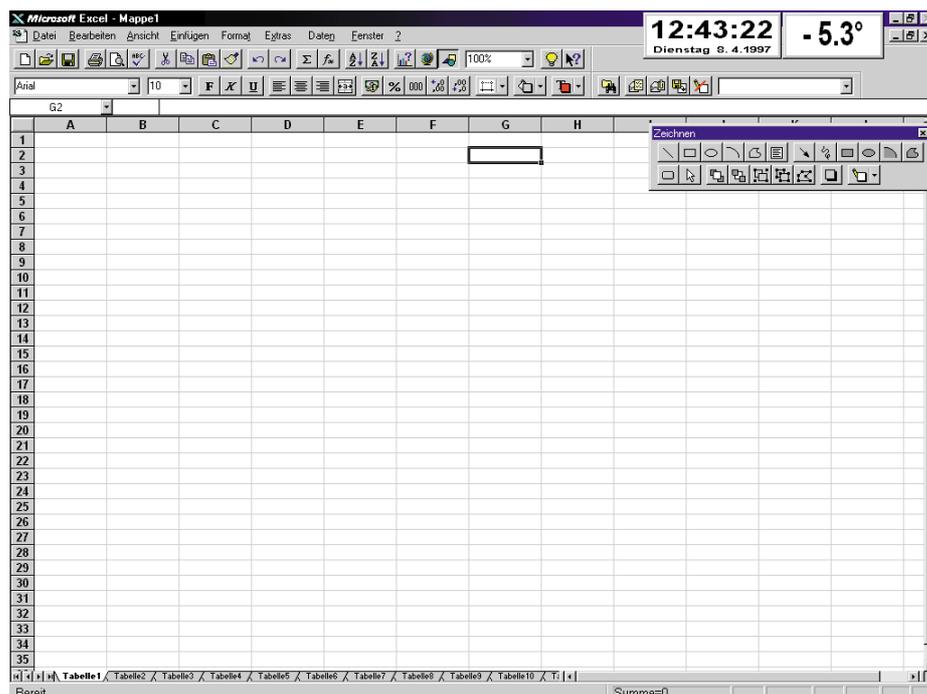


Bild 4: Die Datenfenster sind gut skalierbar, so daß sie auch bei Programmen mit umfangreichen Toolbars noch ein Plätzchen finden.



PC-Audio-Video-Kabeltester

Teil 2

Nach der Schaltungsbeschreibung des PC-Audio-Video-Kabeltesters im ersten Teil befassen wir uns im zweiten Teil zunächst mit der Beschreibung der Software zum Betrieb des vielseitigen Kabeltesters.

Installation der Software

Die Installation ist sehr einfach durchführbar. Unter Windows wird mit Hilfe der Funktion „Ausführen“ die Datei „INSTALL.EXE“ auf der Installationsdiskette gestartet. Das Installationsprogramm übernimmt nach Angabe des gewünschten Verzeichnisses das Kopieren der benötigten Programme und legt schließlich eine neue Programmgruppe an.

Damit ist die Installation der Software bereits abgeschlossen. Eine Einstellung von Parametern o. ä. ist nicht notwendig.

Installation des Interface

Bereits das Vorhandensein einer üblichen seriellen Schnittstelle, wie wir sie als COM 1 bis 4 vorfinden, genügt neben „Windows 3.0“ (oder folgende Versionen) als Voraussetzung zum Betrieb des Kabeltesters. Die detaillierte Beschreibung des Datentransferprotokolls ist bei Interesse über die Online-Hilfe nachzulesen.

Die Installation des Interfaces gestaltet sich durch eine „intelligente“ Software und die Ausführung des Interfaces überaus einfach. Dieses ist nur an eine beliebige freie serielle Schnittstelle COM 1, 2, 3 oder 4 des PC anzuschließen. Für die Spannungsversorgung des Interfaces kommt ein handelsübliches 12V-Steckernetzteil zum Einsatz.

Bedienung

Nach dem Starten der Software ist zunächst über das Fenster im rechten Statusfeld die mit dem Interface belegte Schnittstelle auszuwählen (Abbildung 1).

Nach erfolgreicher Identifizierung des Interfaces nimmt die Software alle Einstellungen so vor, wie sie beim letzten Betrieb vorhanden waren. Ein angeschlossenes Kabel wird sofort vermessen, und das Testergebnis erscheint auf dem Bildschirm (Abbildung 2).

Dazu werden im Fenster die gewählten Buchsen/Stecker angezeigt und mittels Linien die einzelnen Pins so verbunden,

wie es der tatsächlichen Verdrahtung des Kabels entspricht.

Jedesmal, wenn sich die Verdrahtung der Buchsen/Stecker ändert, durchsucht das Programm die Datenbank nach einem bereits bekannten Kabel und zeigt im Erfolgsfall die Bezeichnung oben im Fenster an.

Ist noch kein Kabel mit der ermittelten Verdrahtung abgespeichert, bleibt dieses Feld solange leer, bis eine Bezeichnung dafür eingegeben wird. Nach Eingabe einer Bezeichnung wird diese mit der zugehörigen Verdrahtung automatisch gespeichert.

Um eine bereits vorhandene Bezeichnung zu ändern oder eine neue zu vergeben, ist dieses Feld mit der Maus anzuklicken und die neue Bezeichnung einzugeben, die dann ebenfalls automatisch gespeichert wird.

Durch Aufklappen der Pop-Up-Liste des betreffenden Feldes ist erkennbar, welche Kabeltypen bereits in der Datenbank vorhanden sind.

Über eine Scart-Buchse kann jeder be-

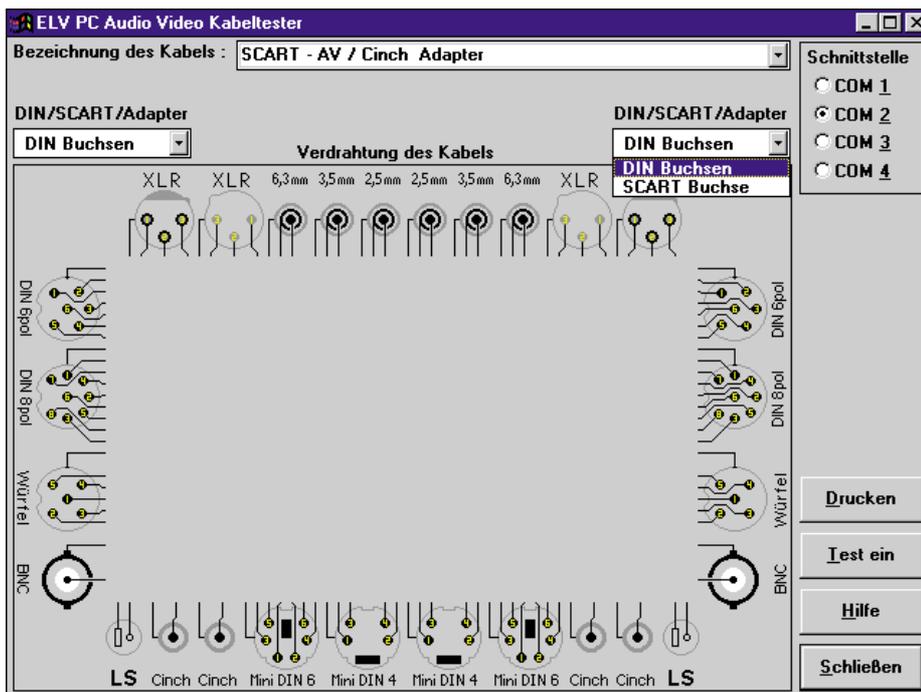


Bild 1: Die Auswahl der belegten seriellen Schnittstelle erfolgt im Menü des Kabeltesters. Im Anschlußfeld sind zur Demonstration alle verfügbaren Buchsentypen eingezeichnet. Die SCART-Buchse kann alternativ zu den DIN-Buchsen aufgerufen werden.

liebige Adapter angeschlossen werden. Dazu ist nur eine Bitmap-Zeichnung mit der Belegung des Adapters anzufertigen. Die Software übernimmt diese Bitmap-Zeichnung zur Darstellung. Das Erstellen einer solchen Adapterzeichnung ist in der Online-Hilfe ausführlich beschrieben.

Die Software ist so flexibel ausgelegt, daß alle Buchsen, außer Scart und DIN-Normalbuchsen, ständig verfügbar sind und bei Belegung automatisch erkannt werden. Bei Scart und DIN muß man über die Pop-Up-Menüs „DIN/SCART/Adapter“ alternativ die Scart-Buchse, die 6pol.-, 8pol.- und Würfel-DIN-Buchse oder einen Adapter (auf Scart-Buchse), getrennt für den rechten und linken Kanal, wählen. Die gewählte Funktion wird auf dem Interface mit den zugehörigen LEDs angezeigt.

Testbetrieb

Nach Auswahl eines bestimmten Kabels aus der Pop-Up-Liste aktiviert die Software automatisch den Testmodus. Das

ausgewählte Kabel bildet dabei die Grundlage für den Vergleich.

Als weitere Möglichkeit, den Testmodus zu aktivieren, existiert die Schaltfläche „Test ein“. Nach einer Betätigung wird ebenfalls der Testmodus aktiviert, allerdings allein mit dem aktuell angeschlossenen Kabel, ohne Vergleich mit der Datenbank. Dies kann z. B. ein Referenzkabel sein.

Nach dem Aktivieren des Testmodus erscheint eine große Signalfäche entweder in Grün mit dem Text „OK“ oder in Rot mit dem Text „Fehler“. Das angeschlossene Kabel wird nun ca. alle 300 ms getestet und die Signalfäche entsprechend gesetzt.

Somit ist eine schnelle und einfache Kontrolle eines Kabels auch auf Wackelkontakte und Unterbrechungen möglich.

Um den Testmodus zu beenden, ist die Schaltfläche „Test aus“ zu betätigen.

Ausdruck

Nach Betätigen der Schaltfläche „Drucken“ wird die Verdrahtung des Kabels sowie die Bezeichnung auf einem an der Parallelschnittstelle des PC angeschlossenen Drucker ausgedruckt.

Im dritten, abschließenden Teil dieses Artikels folgt die Beschreibung von Nachbau und Inbetriebnahme. **ELV**

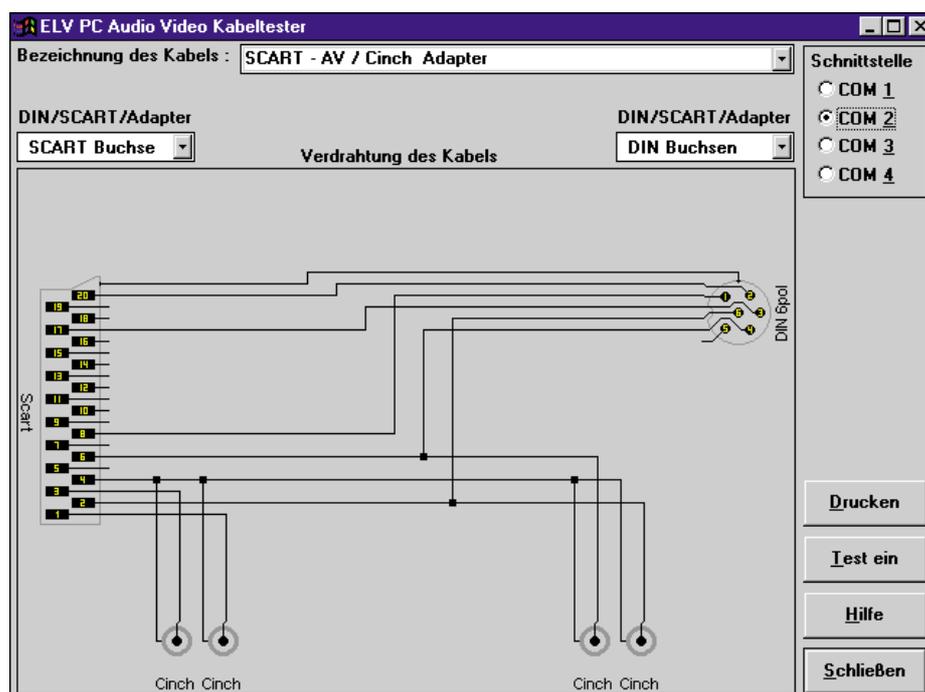
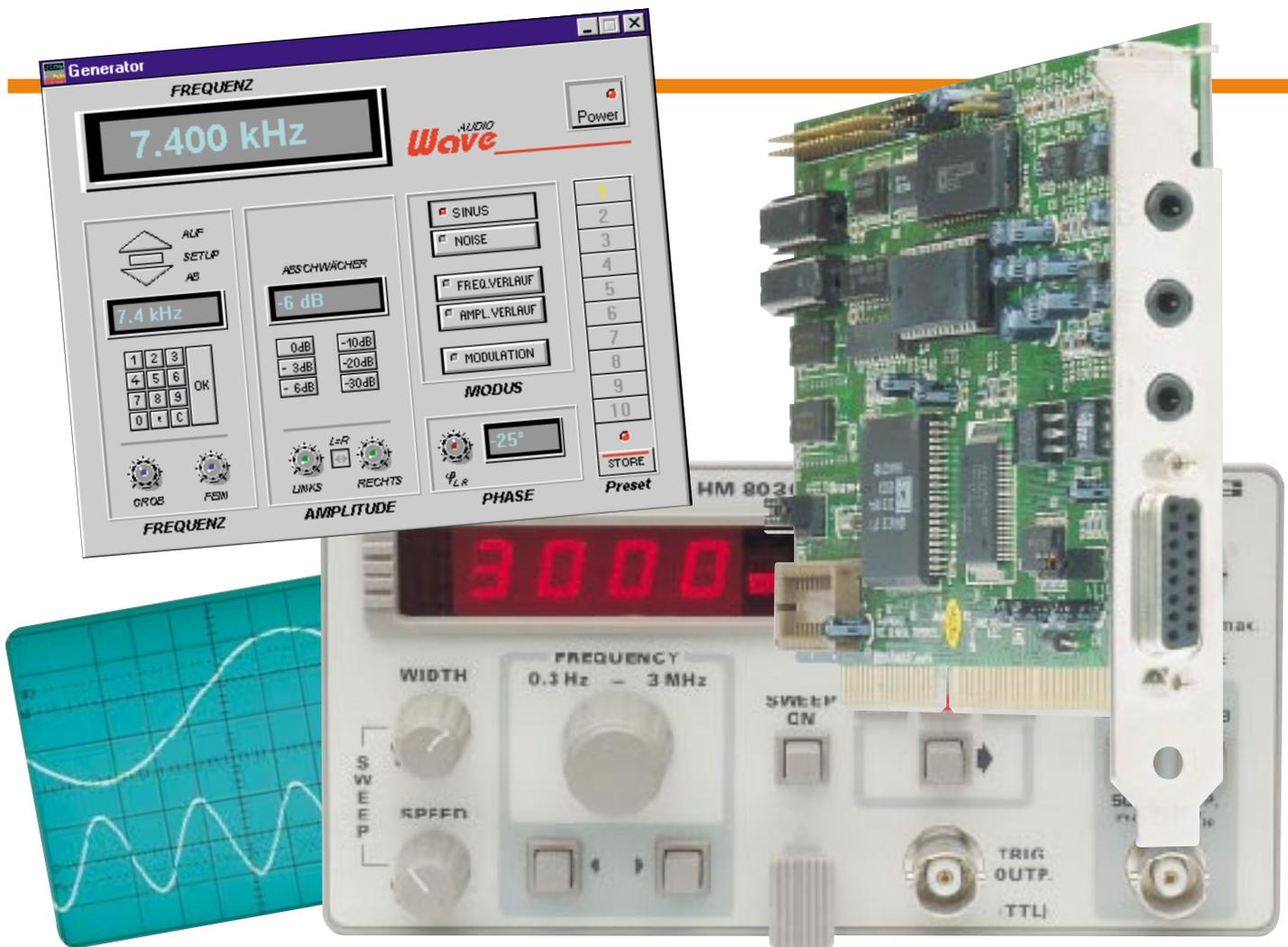


Bild 2: Beispiel für ein Testergebnis eines Kabels



Das Labor im PC - Die PC-Soundkarte als NF-Signalgenerator

Eine Soundkarte ist heute in fast jedem PC zu finden. Bisher diente Sie jedoch fast ausschließlich dazu, Spielen und sonstigen multimedialen Anwendungen die nötige akustische Untermalung zu bieten. Technisch gesehen ist so eine Soundkarte aber auch ein ideales Ausgabemedium für Signale aller Art. Was liegt also näher, als die Lautsprecherboxen einmal abzustecken und die Soundkarte als NF-Signalgenerator zu gebrauchen? Genau diese Möglichkeit bietet die neue Software „AudioWave“.

Treue Leser werden Sie bereits schätzen gelernt haben, die Programme aus der norddeutschen Softwareschmiede „ABACOM“ wie „DigiTrace“ und die erst kürzlich vorgestellte „Laborsoftware“, die digitale Multimeter zu wahren Labormultis macht.

Konsequente Fortsetzung der intelligenten Verbindung PC - Elektroniklabor ist das Programm „AudioWave“, das mit einer beeindruckenden Vielzahl von Funktionen aufwartet, die man sonst nur bei teurem, professionellen Laborequipment findet. Hier ist es gelungen, die vielfältigen

Möglichkeiten einer modernen Soundkarte intelligent auszureizen und so eine Möglichkeit zu geben, daß auch der Hobbyelektroniker sogar über komplexe Signalverläufe am heimischen Labortisch für die Entwicklung und den Test eigener Schaltungen verfügen kann. Denn ein Soundchip, der heute gleich mehrere Roland- oder Moog-Synthesizer so simulieren kann, daß man den Klang nicht vom Original unterscheiden kann, wird es auch fertigbringen, ein paar Laborfrequenzen bereitzustellen.

Die „paar“ Laborfrequenzen stellen sich

im Programm „AudioWave“ als Features heraus, die man sonst nur ehrfürchtig an Profigeräten teurer Marken bewundern kann, als da wären: Digitale Frequenzeingabe, abrufbare Presets, programmierbare Frequenz- und Amplitudenverläufe, FM- und AM-Signale (moduliert mit Rechteck, Dreieck, Rampen- und Sinusfunktion) und schließlich ein integrierter Rauschgenerator.

Spätestens hier sollten wir etwas zu den sogenannten Hard- und Softwarevoraussetzungen sagen, also der Bestückung



Bild 1: „AudioWave“ bedient sich einer normalen 16-Bit-Soundkarte zur Signalformung und -ausgabe.

des PC und seines Betriebssystems. Diese Vorgaben sind, angesichts des Funktionsumfangs des Programms, gar nicht so hoch gehängt, wie man es vermuten könnte. Hier kann durchaus der gute alte 386er Prozessor noch seinen Dienst tun, unterstützt von mindestens 2 (!) MB RAM und etwa 1,5 MB Festplattenplatz, einer VGA-Grafikkarte (möglichst mit Farbmonitor), einer 16-Bit-Soundkarte, die eine Samplingfrequenz von 44,1 kHz (stereo) realisieren kann und Windows ab Version 3.1.

Somit scheiden Soundkarten der ersten 8-Bit-Generation aus, ebenso Adlib- oder ähnliche Karten. Jedoch sind moderne Soundkarten heute schon so preiswert, daß deren Anschaffung gegenüber Profi-Laborgeräten kaum ins Gewicht fällt (Abbildung 1). Hier genügt bereits eine einfache 16-Bit-Ausführung ohne Wavetable-Raffinessen etc.

Entscheidend ist, was hinten rauskommt...

Eine Soundkarte kann heute, siehe oben, jede beliebige NF-Kurvenform erzeugen, deren Grenzfrequenzen nur durch die kapazitive Entkopplung des NF-Ausgangs (der ja sogar kleine Passivboxen direkt niederohmig treiben soll) und durch die endliche, also begrenzte Geschwindigkeit des DA-Wandlers gesetzt werden. Damit liegt der erreichbare Frequenzbereich gängiger Soundkarten zwischen 10 Hz und 20 kHz. Die Genauigkeit der Frequenz und ihre Stabilität hängen dabei direkt von der Ausstattung der eingesetzten Soundkarte ab. Sie ist aber in jedem Fall für den privaten und selbst für den semiprofession-

nellen Einsatz auch bei Low-Cost-Soundkarten ausreichend, sofern sie die Mindestbedingungen (siehe oben) erfüllen.

Programminstallation

Die Installation der Software ist denkbar einfach. Das Installationsprogramm, mit Install.exe über den Windows-Dateimanager bzw. -Explorer aufgerufen, übernimmt nach der Angabe des gewünschten Installationspfades alle notwendigen Installationen, kopiert und entpackt die Dateien und legt eine neue Programmgruppe im Programm-Manager bzw. im Start-Menü an. Die benötigten etwa 1,5 MB Festplattenspeicher sind wohl noch auf jedem System zu finden.

Bedienung mit Mausclick

Die Benutzeroberfläche von „AudioWave“ ist pult- bzw. panelartig aufgebaut und der Frontplatte eines realen Funktionsgenerators nachempfunden (Abbildung 2). Die Bedienung erfolgt fast ausschließlich intuitiv über Tasten und Drehknöpfe. Dabei können die Potis einfach mit gedrückter Maustaste „gedreht“ oder mit einzelnen Mausclicks (links oder rechts vom „Drehknopf“) in Einzelschritten exakt eingestellt werden.

Die Power-Taste schaltet den Generator ein oder aus.

Auf der rechten Seite des Panels findet man 10 Preset-Tasten, die zur Speicherung von aktuellen und häufig benötigten Generatoreinstellungen dienen. Ein „Druck“ auf eine der Preset-Tasten ruft die gespeicherte komplexe Einstellung auf.

Zur Speicherung einer aktuellen Konfiguration muß lediglich einmal auf die STORE-Taste und dann auf die gewünschte Preset-Taste geklickt werden.

Im Modus-Feld sind die Signalform (Sinus- oder Rauschsignal), der Frequenzverlauf, der Amplitudenverlauf und die Modulationsart der Ausgangsfrequenz ebenfalls durch Mausclick einfach auswählbar.

In den drei weiteren Einstellfeldern sind Frequenz, Amplitude und Phase exakt einstellbar.

Frequenz, Amplitude und Phase

Die Frequenz ist auf drei Arten je nach Bedarf zu definieren.

Zum einen ist sie per Maus, wie beschrieben, mit den Potis im unteren Teil des Frequenzeinstellfeldes einstellbar. Diese Einstellversion wird man wählen, wenn man sich sehr schnell auf eine bestimmte,

Bild 2: Benutzeroberfläche der Software „AudioWave“

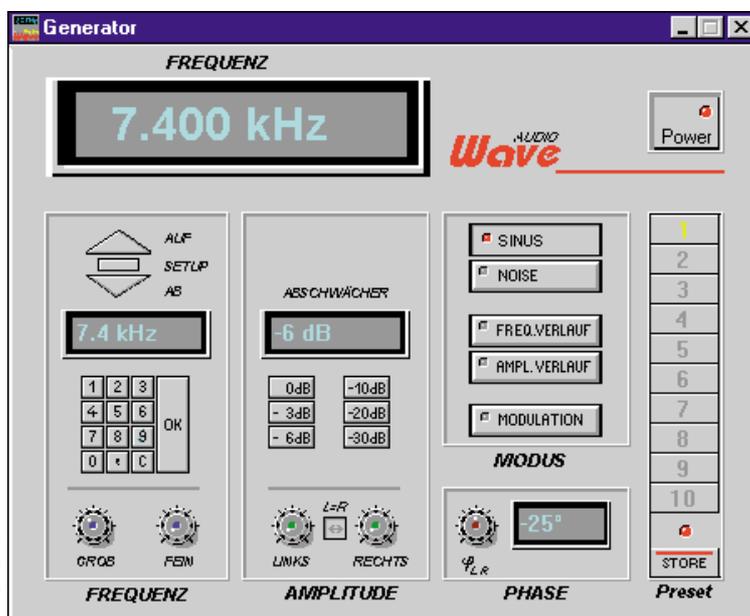




Bild 3: Einstellen der Schrittweite des automatischen Frequenzverlaufs

aber nicht ganz genau vorher definierte Frequenz begeben will.

Alternativ dazu dient die exakt vorbereitete Variante über das Zifferntastensfeld. Hier wird die Frequenz numerisch eingegeben, und deren Übernahme und Ausgabe erfolgt erst mit dem Klick auf den OK-Button. Allerdings ist hier zu beachten, daß die Übernahme nur im 5Hz-Raster erfolgen kann.

Die dritte Möglichkeit schließlich ist die Anwahl der Frequenz über die AUF/AB-Buttons oberhalb des numerischen Tastensfeldes. Damit ist die Frequenz in definierten Schritten, also einem Frequenzraster, einstellbar. Das „Betätigen“ des Setup-Buttons führt in das Menü zur Bestimmung der Schrittweite des Frequenzrasters (Abbildung 3). Hier ist es möglich, das Raster entweder in prozentualen Schritten (10/50%), in absoluten Schritten (500/

1000 Hz) oder in Oktaven (Faktor 2) bzw., Terzen (Faktor 5/4) auszuwählen.

Alle Einstellungen werden in einem Display angezeigt.

Die Amplitude der eingestellten Frequenz ist für den rechten und linken Ausgangskanal der Soundkarte getrennt einstellbar. Wie im Frequenzeinstellfeld finden wir auch in der Sektion „Amplitude“ zwei mit der Maus bedienbare Potis, jeweils für den linken und den rechten Kanal. Um eine synchrone Einstellung beider Kanäle zu erreichen, ist der Button „L=R“ zwischen den beiden Potis zu aktivieren.

Die Abschwächung kann auch definiert durch Anklicken der in dB-Schritten (0 bis -30 dB) abgestuften Buttons oberhalb der Potis erfolgen.

Auch hier erfolgt die Anzeige des eingestellten Abschwächers in einer Digitalanzeige oberhalb der Einstellelemente.

Schließlich beherbergt das Panel ein Kontrollfeld für die Einstellung der Phasenlage zwischen den beiden Ausgangskanälen. Diese kann mittels des Potis, wie bekannt mit der Maus zu bedienen und durch eine Digitalanzeige kontrolliert, innerhalb des Bereichs zwischen +180° und -180° variiert werden.

Verläufe in Amplitude und Frequenz

Natürlich interessiert uns nun vor allem das Modus-Einstellfeld, das neben der Einstellung der Signalfrequenz über die beiden oberen Buttons die Möglichkeit der Erstellung automatischer Frequenz- und Amplitudenverläufe sowie verschiedener Modulationsarten des Ausgangssignals bietet.

Damit lassen sich zahlreiche Meß- und Auswertungsvorgänge sehr einfach automatisieren und perfektionieren.

So kann man das Durchlaufen von Frequenzbereichen ebenso definieren wie die Amplitudenverläufe oder die Modulation eines Signaldurchgangs.

Um einen Frequenz- oder Amplitudenverlauf zu aktivieren, genügt ein Klick auf den entsprechenden Button. Darauf erscheint jeweils eine Dialogbox, in die die gewünschten Werte eingegeben werden können.

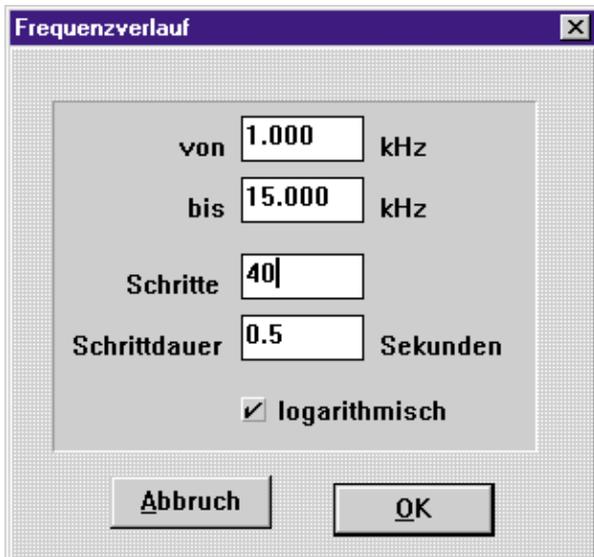


Bild 4: Einstellmöglichkeiten für einen automatischen Frequenzverlauf

Das Dialogfeld (Abbildung 4) ermöglicht die Eingabe des zu überstreichenden Frequenzbereichs, der Schrittzahl (Auflösung) und Einzelschrittdauer, in denen dieser Bereich durchlaufen werden soll, und der Verlaufscharakteristik, also entweder logarithmischer Verlauf oder linearer Verlauf.

Dabei eignet sich der logarithmische Verlauf besonders für das Durchlaufen eines größeren Frequenzbereichs.

In Abbildung 4 wird beispielsweise der Frequenzbereich von 1.00 bis 15.00 kHz in vierzig Schritten zu je 0,5 s Dauer logarithmisch durchfahren, also insgesamt in 20 Sekunden.

Anschließend startet nach dem OK die eingestellte Verlaufscharakteristik. Diese wiederholt sich solange, bis ein anderer Modus angewählt wird.

Abbildung 5 zeigt eine Beispielkonfiguration für einen eingestellten Amplitudenverlauf, der über den zugehörigen Button anzuwählen ist.

Während die Einstellfelder „Schritte“ und „Schrittdauer“ den Einstellungen des zuvor besprochenen Frequenzverlaufs entsprechen, ist in den beiden oberen Feldern der Verlauf der Signalamplitude relativ zum absoluten Pegel einstellbar, im Beispiel beginnt der Verlauf bei 10% des verfügbaren Maximalpegels und endet bei 90% dieses Pegels. So kann man z. B. den Aussteuerbereich eines NF-Verstärkers und dessen Amplitudenverhalten sehr gut testen.

Schließlich ist auch der Bezug des Amplitudenverlaufs auf die eingestellte Sinusfrequenz oder auf ein Rauschsignal auswählbar.

Das Salz in der NF-Suppe - modulierte Signale

Nicht nur in der Musik, auch in der NF-Meßpraxis benötigt man modulierte Signale der verschiedensten Art, man denke nur an den Test von Elektronikkomponenten der Fernsteuertechnik oder der immer interessanter werdenden Fernwirktechnik.

Auch hierfür bietet „Audiowave“ natürlich einen Button im Modus-Feld „MODULATION“.

Damit wird der Software-Generator zum Modulationsgenerator für wahlweise amplituden- oder frequenzmodulierte Signale (Abbildung 6). Bei Bedarf ist sogar eine Kombination beider Signalarten möglich.

Wiederum kann hier mit dem Button rechts oben ausgewählt werden, ob ein Sinussignal oder ein Rauschsignal moduliert werden soll.

Im Einstellfeld „Mode“ kann man die Wahl zwischen verschiedenen Signalformen der Modulation treffen. Hier stehen die Modulationen mit Sinus-, Rechteck-,

Technische Daten: AudioWave - NF-Signalgenerator

Allgemeines:

- Pultartige Bedienungsfläche
- Ausgangsfrequenz 10 Hz . . . 20 kHz Sinus
- Ausgangsamplitude max. 10 V_{ss}
(z. B. bei „Soundblaster AWE 32“, abhängig von Soundkarte und Konfiguration)
- Phasenlage zwischen L und R über Poti einstellbar von -180° . . . 180°
- Integrierter Rauschgenerator
- Generatoreinstellungen abspeicherbar auf 10 Presets
- Online-Hilfe

Frequenzeinstellung:

- Numerische Frequenzeingabe
- Frequenzeinstellung über Grob- und Feinpotis
- Up/Down- Knöpfe mit einstellbaren Abstufungen (prozentual, absolut, Oktave, Terz)
- Wobbelfunktionen für schrittweises Durchlaufen eines Frequenzbereiches

Pegeleinstellung:

- Ausgangspegel für L und R über Potis getrennt einstellbar
- Zusätzliche Abschwächer von 0 dB . . . -30 dB wählbar
- Wobbelfunktionen für schrittweises Durchlaufen eines Amplitudenbereiches

Modulation:

- Erzeugung von frequenz- und amplitudenmodulierten Signalen
- Modulation mit Sinus-, Dreieck-, Rechteck- oder Rampenfunktion
- Ausgabe des modulierten Signales einmalig oder kontinuierlich

Hardware-Voraussetzungen:

- IBM-kompatibler PC 386 / 486 / Pentium
- Soundkarte 16 Bit, 44,1 kHz, stereo
- Windows 3.1 / Windows 3.11 / Windows 95
- mind. 2 MB RAM
- VGA-Farb-Grafikkarte

Gesamt-„Gerätes“ ermessen. Wie bereits gesagt, einzig und allein die technischen Parameter der eingesetzten Soundkarte setzen diesem innovativen Programm Grenzen.

Am Rande erwähnt, doch wichtig

Natürlich können die Ausgabeparameter nur so gut sein, wie es die installierte Hardware zulässt. Und dazu zählen in diesem Falle auch solche „Kleinigkeiten“ wie der unbedingte Einsatz geschirmter Kabel und die sorgfältige Ausführung von Masse- und Signalverbindungen. Was nützt das schöne „AudioWave“, wenn die NF-Kabel nur als primitive „Soundblasterstrippe“ ausgeführt sind!

Die niederohmige Auskopplung des NF-Signals ist in diesem Falle recht angenehm, doch aufgrund der oft stiefmütterlichen Behandlung der Auskopplungsbranche der Soundkarte kritisch gegenüber Signalverfälschungen und Pegelsprüngen. Nur ordnungsgemäß konfektionierte Kabel mit getrennter Abschirmung beider Kanäle und deren Erdung bei der Signaleinspeisung sowie das Ausschließen von Kurzschlüssen garantieren hier den Erfolg. Speziell gegen Kurzschlüsse sind die meisten Soundkartenendstufen, hier regiert oft genug immer noch der bewährte LM 386, nur mangelhaft abgesichert, da man seitens der Hersteller auf „sauberen“ Abschluß durch einen Kopfhörer, eine Passiv- oder Aktivbox oder eine „AUX“-Weiterverarbeitung (Mixer, HiFi-Anlage, Aufnahmegerät etc.) setzt.

Das sollte uns aber nicht davon abhalten, solch eine innovative Software in unserem Elektroniklabor einzusetzen, denn bei uns gibt es keine Kurzschlüsse - oder?

Der praktische Versuch erst zeigt, zu welchen Leistungen auch der preiswerteste „Blaster“ auflaufen kann - beeindruckende Hör- und Meßergebnisse garantiert. **ELV**

Dreieck- oder Rampensignal zur Verfügung. Das Display zeigt die gewählte Signalart an.

Bei der Anwahl der Frequenzmodulation ist mittels der beiden Potis f_0 und f_w der Frequenzhub des Signals und bei Anwahl der Amplitudenmodulation die Modulationsart einzustellen. In beiden Einstellfeldern werden wiederum die eingestellten Werte digital angezeigt.

Schließlich ist im Feld „LFO“ über das

Poti „Timebase“ die Periodendauer des definierten Signals einzugeben. Nach einem Klick auf die PLAY-Taste erfolgt das Berechnen des modulierten Signals und dessen anschließende Ausgabe. Bei Bedarf kann diese Modulationssequenz nach Betätigen des LOOP-Buttons in einer Endlosschleife ausgegeben werden.

Allein aus der Beschreibung dieser wenigen, übersichtlich angeordneten Funktionen, läßt sich die Funktionalität des

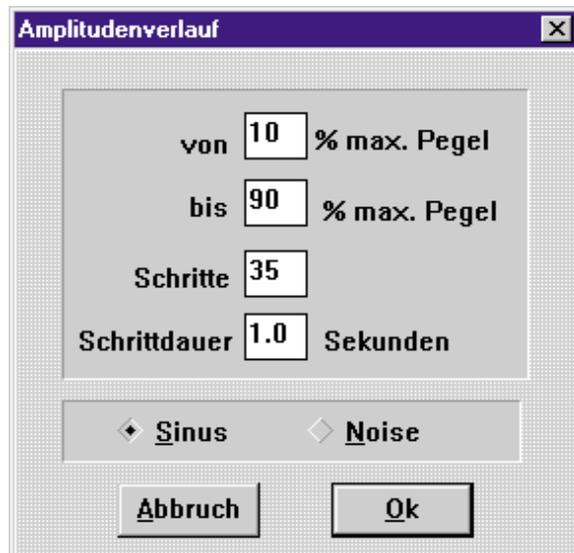


Bild 5: Einstellmöglichkeiten für einen automatischen Amplitudenverlauf

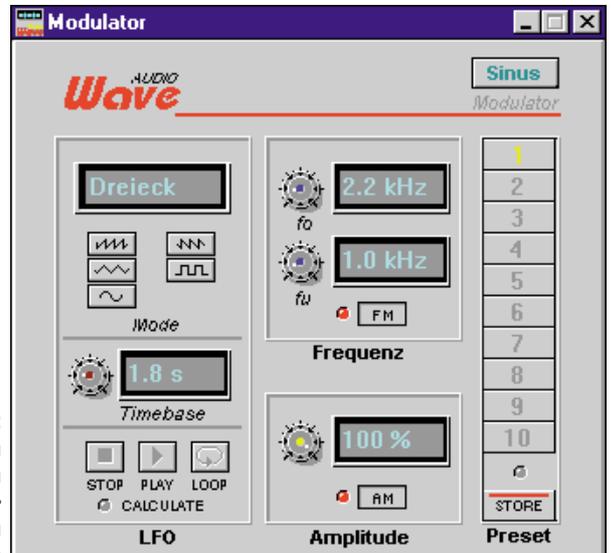
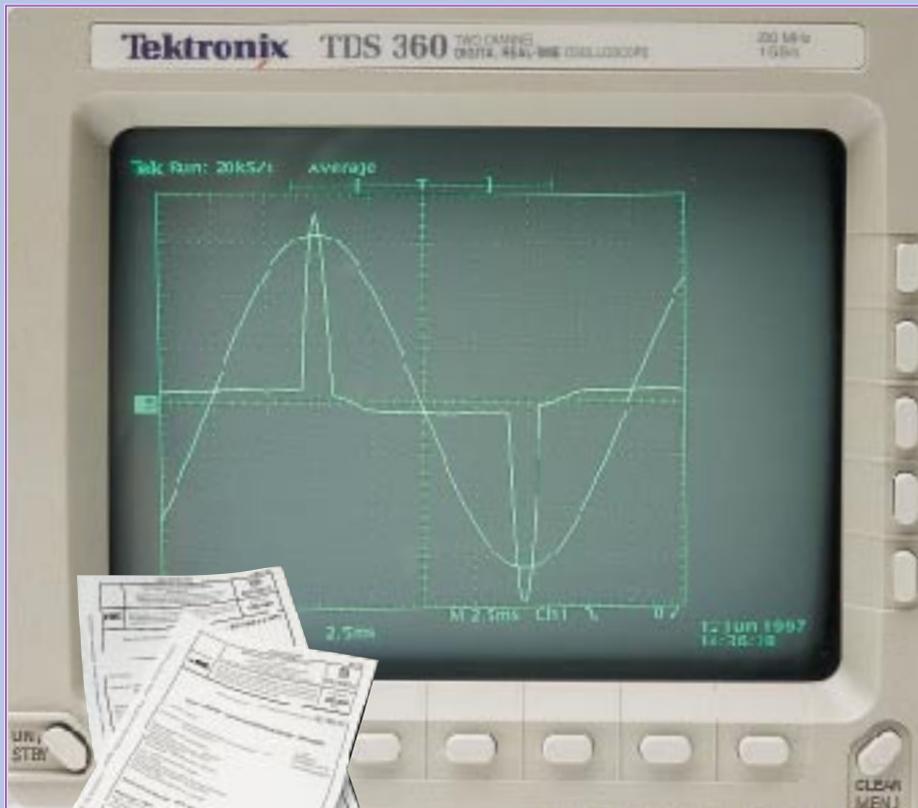


Bild 6: Erstellen von modulierten Signalen



EMV - elektromagnetische Verträglichkeit

Teil 24 - Netzurückwirkungen -

Die aktuelle Problematik der Netzurückwirkungen unter Berücksichtigung der Störemissionsnormen behandelt der vorliegende Artikel.

Das Thema Netzurückwirkungen ist ein Teilgebiet der EMV, wobei es sich hier „nur“ um niederfrequente leitungsgebundene Beeinflussungen handelt, die in direktem Zusammenhang mit dem Netzspannungsanschluß zu sehen sind.

Die Bedeutung dieses Themengebietes ist stark gestiegen, da diesbezüglich zur Zeit neue EMV-Normen gültig werden. Als wichtigste Änderung ist hier der erweiterte Anwendungsbereich der Normen zu nennen, der im Prinzip auf alle Geräte mit einer Stromaufnahme $\leq 16A$ ausgedehnt wurde. So muß jeder Hersteller oder Importeur, der ein Gerät CE-kennzeichnen

muß, diese neuen Normen betreffend der Netzurückwirkungen anwenden und entsprechende Messungen durchführen.

Allgemeines

Auch das Themengebiet der Netzurückwirkungen kann in zwei große Teilbereiche aufgetrennt werden: die Störemissionen und die Störfestigkeit. Im vorliegenden Teil der Artikelserie wollen wir die Störemissionen näher betrachten und dort speziell die durch die aktuellen Normungsverfahren akut gewordenen Themengebiete: Oberschwingungsströme,

Spannungsschwankungen und Flicker.

Die Probleme durch die oben beschriebenen Oberschwingungen und Spannungsschwankungen sind schon seit Jahrzehnten bekannt, gewannen aber erst in letzter Zeit an Bedeutung. Dies ist darauf zurückzuführen, daß die Anzahl der Spannungsschwankungen und Stromüberschwingungen erzeugenden Geräte stark zugenommen hat und gleichzeitig die Empfindlichkeit verschiedener Geräte gegenüber diesen, auch als mangelnde Versorgungsspannungsqualität bezeichneten Störphänomenen gestiegen ist.

In diesem Zusammenhang wollen wir kurz den Begriff der Spannungsqualität erläutern. Für die Definition der Qualität der Netzspannung reicht nicht mehr nur die Angabe der Nennspannung und der Nennfrequenz aus, vielmehr sind heute auch die Größe und Häufigkeit von plötzlichen Spannungsänderungen, die Spannungssymmetrie, der Grad der Verzerrung (Oberschwingungsgehalt) usw. genau festgelegt. Es gibt jedoch eine Reihe von Einflüssen auf die Netzversorgungsspannung, die dazu führen, daß zum Teil erhebliche Abweichungen von der ursprünglichen Sinusform entstehen.

Als große „Belastung“ für das Versorgungsnetz ist u. a. die stark gestiegene Anzahl der Oberschwingungsströme verursachenden Geräte zu sehen. Für die Stromüberschwingungen sind nicht nur Leistungsrichter und Geräte mit Schaltnetzteilen verantwortlich, sondern auch Geräte mit nicht so offensichtlich nicht-sinusförmiger Stromaufnahme: Jede Schaltung mit einem gewöhnlichen Netzteil aus Gleichrichter und Ladekondensator besitzt eine Stromaufnahme mit großem Oberschwingungsgehalt.

Die Oberschwingungsströme führen in Verbindung mit der frequenzabhängigen Netzimpedanz zu Spannungsverzerrungen, Amplituden- und Phasenwinkeländerungen. Das Problem der Oberschwingungen ist somit zum Teil der Preis für die Vorzüge der modernen Leistungselektronik: die verlustarme Steuerung und Umformung elektrischer Energie.

Durch die Verbindung über das Energieverteilungsnetz können diese erzeugten Störungen empfindliche Geräte beeinflussen. Probleme, die durch Oberschwingungen und/oder Spannungsschwankungen auftreten, sind z. B. Überlastungen von Kondensatoren und Drosselspulen, die direkt am Netz „hängen“ oder die Fehlfunktion von Geräten, die ihre „Informationen“ aus dem Netz beziehen, wie z. B. Rundsteuerempfänger oder entsprechende Datenübertragungssysteme. Aber auch PC-Abstürze können z. T. auf Netzstörungen zurückgeführt werden.

Die Spannungsschwankungen können

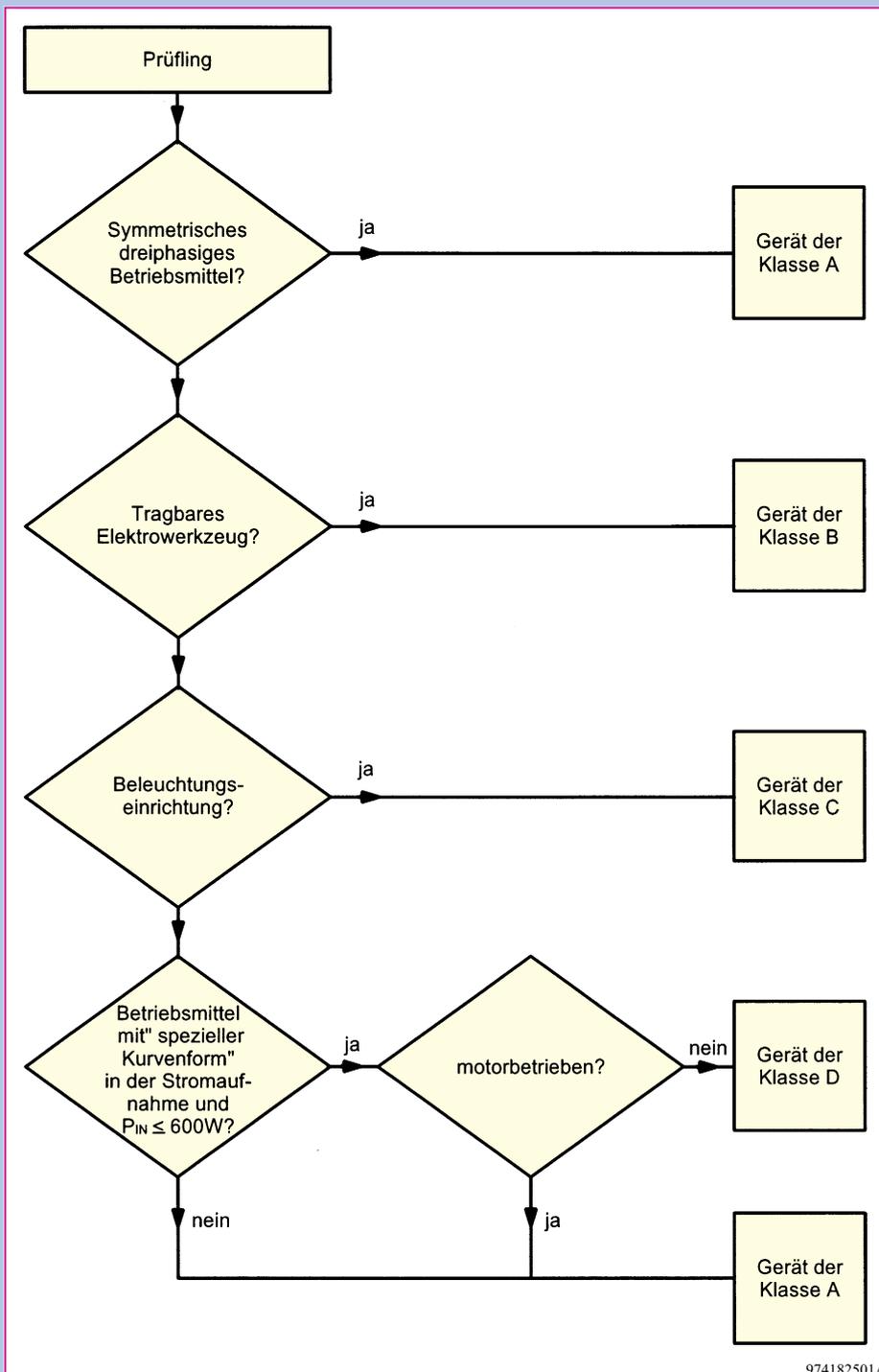


Bild 1: Flußdiagramm zur Klassifizierung von Geräten

sich aber auch sichtbar auswirken, und zwar dann, wenn diese Werte und Wiederholraten erreichen, daß es zu störenden Schwankungen der Leuchtdichte von Lampen kommt.

Wie aus obigen Ausführungen zu ersehen, ist eine Unterscheidung zwischen Störquelle und Störsenke notwendig. So sieht z. B. der „Erzeuger“ von Netzrückwirkungen, wie z. B. Stromüberschwingungen, keine Notwendigkeit, diese abzustellen, der „Geschädigte“, dessen Gerät aufgrund der Netzverunreinigungen nicht ordnungsgemäß funktioniert, verlangt jedoch nach einer einwandfreien Versorgungsspannung.

Um beiden Standpunkten Rechnung zu tragen, sind in den internationalen Normungsgremien Richtlinien erarbeitet worden, die beide Interessengruppen zur Verantwortung ziehen. Die Erzeuger von Netzverunreinigungen müssen bestimmte Grenzwerte der Störemission einhalten, und die Betreiber von Geräten am Netz müssen für eine gewisse Störfestigkeit ihrer Geräte gegenüber den Netzstörungen sorgen.

Normen, die die Netzrückwirkungen von Erzeugnissen reglementieren, müssen zwar schon seit Jahren eingehalten werden, jedoch war der Anwendungsbereich auf we-

nige Gerätearten (z. B. Haushaltsgeräte) beschränkt. Dies hat sich mit dem Inkrafttreten neuer Normen geändert, wonach nun im Prinzip alle Geräte hinsichtlich ihrer Netzrückwirkungen geprüft werden müssen. Im folgenden wollen wir, die Störemission betreffenden Normen näher betrachten. Dies ist für die Oberschwingungsströme die EN 61000-3-2 und für Spannungsschwankungen und Flicker die EN 61000-3-3.

Stromüberschwingungen

Die europäisch harmonisierte Norm EN 61000-3-2: 1995 + A12: 1996 mit dem Titel „Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte-Eingangsstrom $\leq 16A$ je Leiter)“ ist von der internationalen Norm IEC 1000-3-2 abgeleitet. Die Norm ersetzt zum 01.01.1997 die bisher gültige EN 60555-2: 1987. Bei der Anwendung der Norm können zur Zeit noch Übergangsfristen ausgenutzt werden. So gilt für Erzeugnisse, die nicht in den Anwendungsbereich der vorherigen EN 60555-2 fallen, jedoch durch die neue Norm erfaßt werden, die EN 61000-3-2 spätestens ab dem 01.06.1998.

Die unter die Oberschwingungsnorm EN 61000-3-2 fallenden Geräte sind in vier Klassen (A bis D) eingeteilt, für die unterschiedliche Grenzwerte festgelegt sind. Es gilt folgende Einteilung:

Klasse A: Symmetrische dreiphasige Geräte und alle anderen Geräte, ausgenommen diejenigen, die in einer der folgenden Klassen genannt sind.

Klasse B: Tragbare Elektrowerkzeuge.

Klasse C: Beleuchtungseinrichtungen einschließlich Beleuchtungsregler.

Klasse D: Geräte mit einer Eingangsleistung $\leq 600W$ und einem Eingangsstrom mit einer „speziellen Kurvenform“.

Für die Klassifizierung der Geräte kann das in Abbildung 1 dargestellte Flußdiagramm herangezogen werden. Für die Einteilung von Geräten in die Klasse D muß eine Übereinstimmung der Signalform der Stromaufnahme mit der in der Norm angegebenen „speziellen Kurvenform“ nachgewiesen werden. Die spezielle Kurvenform entspricht einer impulsförmigen Stromaufnahme in der Nähe der Sinusmaxima der Netzspannung und tritt u. a. bei fast allen Geräten mit konventionellem Netzteil aus Gleichrichter und Ladekondensator auf.

Für die in den entsprechenden Klassen eingeteilten Erzeugnisse gelten unterschiedliche Grenzwerte für den Oberschwingungsgehalt der Stromaufnahme. Dabei werden die Oberschwingungsströme bis zur 40-ten Ordnung berücksichtigt,

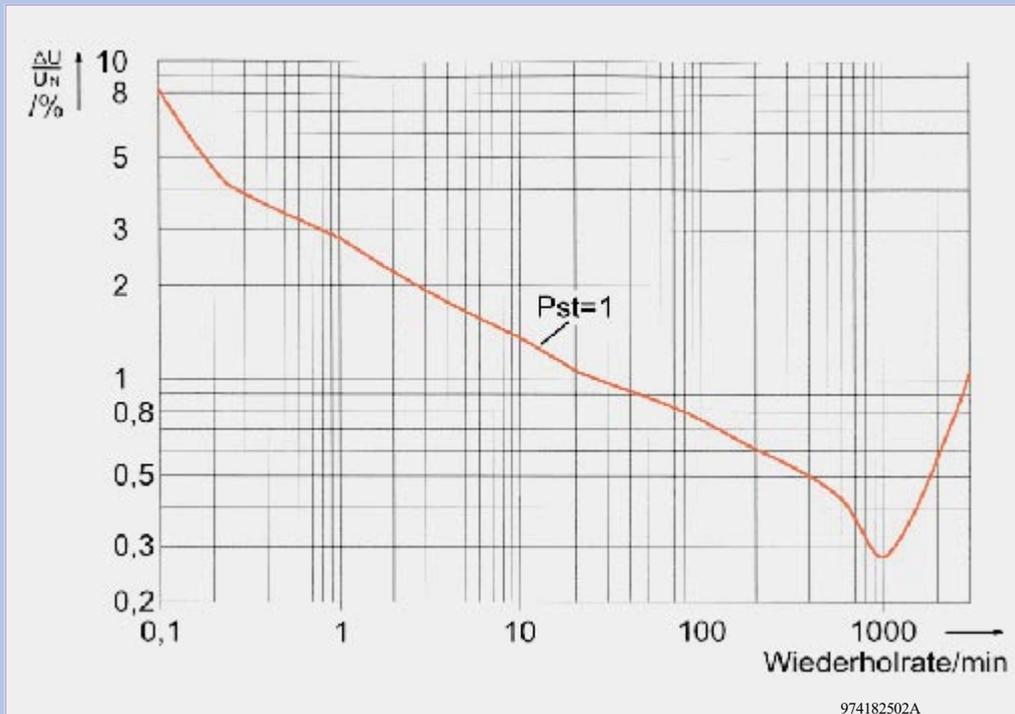


Bild 2: Flickerkurve für rechteckförmige Spannungsänderungen

auftritt, und dem Langzeitflicker P_{LT} , der aus 12 Kurzzeitflickerwerten bestimmt wird und eine Meßzeit von 2 h in Anspruch nimmt.

Der Grenzwert für den Kurzzeitflicker ist auf $P_{st}=1$ festgelegt. Der Zusammenhang zwischen dem Kurzzeitflicker-Grenzwert und der Spannungsänderung mit bestimmter Wiederholrate, die sog. ($P_{st}=1$)-Kurve ist in Abbildung 2 dargestellt. Diese Kurve gilt für rechteckige Versorgungsspannungssprünge. Aus der Kurve ist der Zusammenhang zwischen zulässiger Spannungsänderung bei gegebener Wiederholrate ablesbar. Der Graph zeigt ein deutliches Minimum bei einer Wiederholrate von

d. h. es ist notwendig, bis zu einer max. Frequenz von 2 kHz am Netzanschluß zu messen.

Für die Klassen A, B und C gelten absolute Grenzwerte, die nicht überschritten werden dürfen, während die Grenzwerte der Klasse D als relative Werte in bezug auf die Eingangswirkleistung angegeben sind. Für jede Oberschwingung ist der Grenzwert in mA pro W Eingangswirkleistung angegeben, wobei aber für Geräte mit einer Wirkleistungsaufnahme von $P \leq 75 \text{ W}$ (ab 01.07.2000 $P \leq 50 \text{ W}$) keine Grenzwerte gelten.

Durch die leistungsabhängigen Grenzwerte und die für die Klassifizierung notwendige Betrachtung der Stromaufnahme, ist die Beurteilung von Geräten der Klasse D relativ aufwendig.

Hier geben die meisten Oberwellenanalysatoren dem Anwender jedoch eine konkrete Hilfestellung, indem die Überprüfung des Eingangsstromverlaufes über eine sogenannte „Klasse-D-Erkennung“ automatisch erfolgt. Zusätzlich werden dann auch die von der Eingangsleistung abhängigen Grenzwerte berechnet und mit den Meßwerten verglichen, so daß nur noch eine „bestanden-nicht bestanden“-Meldung ausgegeben wird.

Spannungsschwankungen, Flicker

Auch die europäisch harmonisierte EN 61000-3-3: 1995 mit dem Titel „Grenzwerte für Spannungsschwankungen und Flicker in Niederspannungsnetzen für Geräte mit einem Eingangsstrom $\leq 16 \text{ A}$ “ ist von der internationalen IEC 1000-3-3 abgeleitet. Sie ersetzt zum 01.06.1998 die EN 60555-3, wobei auch alle Übergangsfri-

sten mit diesem Datum abgelaufen sind.

Diese Norm beschreibt Grenzwerte und Meßverfahren in bezug auf die Spannungsschwankungen, die ein Gerät verursachen kann. Diese treten immer dann auf, wenn sprunghafte Stromänderungen einen Spannungsabfall an der Netzimpedanz hervorrufen.

Die Spannungsschwankungen können unterschiedliche Auswirkungen haben. So werden in der Norm neben den Grenzwerten für die reinen Schwankungen der Netzspannung auch Grenzwerte für die daraus resultierenden physiologisch bewerteten Schwankungen der Leuchtdichte von Lampen, dem sogenannten Flicker, angegeben.

Der Begriff Flicker ist definiert als subjektiver Eindruck einer Intensität der visuellen Wahrnehmung, hervorgerufen durch einen Lichtreiz, dessen Leuchtdichte oder Spektralverteilung mit der Zeit schwankt. Die Grenzwerte in dieser Norm beruhen hauptsächlich auf dem subjektiven Empfinden von Flicker im Licht von 230V/60W Glühlampen.

Dieses subjektive Empfinden des Beobachters wird durch die Höhe der Spannungsänderung und dessen Wiederholrate beeinflusst. So wird eine Spannungsänderung einmal pro Minute weit weniger störend empfunden als wenn die gleiche Spannungsänderung 1000 mal pro Minute auftritt. Aufgrund dieser Zusammenhänge sind auch die Grenzwerte für die Störaussendungen Flicker festgelegt worden.

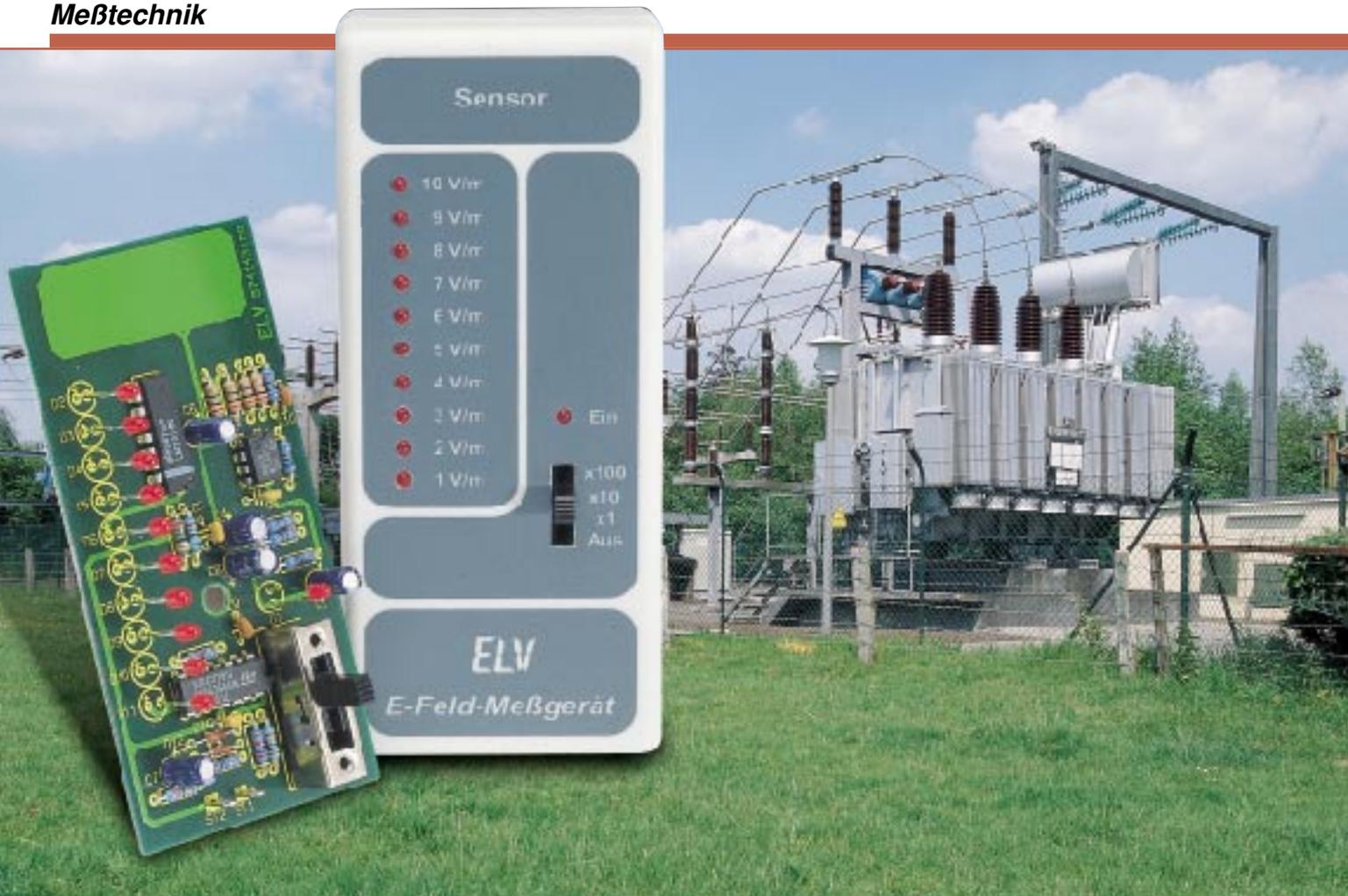
Der eigentliche Flickerwert wird aus der Höhe der Spannungsänderung, der Wiederholrate und dem zeitlichen Verlauf der Änderung berechnet. Man unterscheidet beim Flicker zwischen dem Kurzzeitflicker P_{st} , der innerhalb der 10 min. Meßzeit

ca. 1000 min^{-1} ($\approx 8 \text{ Hz}$), d. h. die Spannungsschwankungen, die mit dieser Wiederholrate auftreten, dürfen nur sehr klein sein ($\approx 0,3\%$). Mit Schwankungen von nur 0,69V und der entsprechenden Wiederholrate ist dann der Grenzwert $P_{st}=1$ schon erreicht. Diese Spannungsschwankung kann z. B. durch eine ohmsche Stromänderung von ca. 1,4 A an der Normimpedanz hervorgerufen werden. Die zulässige Schwankung erhöht sich jedoch auf bis zu ca. 8 %, entsprechend 18,4 V, bei einer Wiederholrate von $0,1 \text{ min}^{-1}$, d. h. bei einer Spannungsschwankung in 10 Minuten.

Diese unterschiedlichen Bewertungen von Spannungsschwankungen in bezug auf die Wiederholrate werden von entsprechenden Meßgeräten, den Flickermetern, automatisch durchgeführt. Die Geräte arbeiten mit der sog. mathematischen Nachbildung der Strecke „Lampe-Auge-Hirn“ und bestimmen so die Flickerwerte. So ist auch die Messung von Spannungsschwankungen und Flicker mit dem entsprechenden Meßequipment relativ einfach durchführbar.

Aufgrund der langen Beobachtungszeit (=Meßzeit) von 2 h für den Langzeitflicker ist diese Messung jedoch sehr zeitintensiv. Vor allem aus diesem Grund wird in der Norm ausdrücklich erwähnt, daß eine Prüfung nicht erforderlich ist, wenn der Prüfling mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit keine signifikanten Spannungsschwankungen oder Flicker erzeugt.

Hiermit wollen wir die Betrachtung der Normensituation im Bereich der Netzrückwirkungen abschließen und uns im nächsten Teil der Artikelserie mit konkreten Messungen aus diesem Bereich beschäftigen. ELV



E-Feld-Meßgerät

In drei Meßbereichen können mit diesem neuen E-Feld-Meßgerät elektrische Wechselfelder zwischen 1V/m bis 1000V/m gemessen werden. Die Angabe des Meßwertes erfolgt durch eine LED-Leuchtpunktanzeige.

Allgemeines

Nachdem im „ELVjournal 3/97“ ein H-Feld-Meßgerät zur Ortung von magnetischen Wechselfeldern vorgestellt wurde, ist das hier vorgestellte Meßgerät für elektrische Felder ausgelegt.

Elektrische Felder können ebenso wie magnetische Felder beim Menschen gesundheitliche Schäden hervorrufen. Umstritten ist jedoch, wo der untere Grenzwert anzusetzen ist.

Im Gegensatz zum magnetischen Feld sind für die Entstehung eines elektrischen Feldes kein fließender Strom, sondern nur unterschiedliche Spannungspotentiale verantwortlich. D. h. wo eine Leitung liegt, entsteht ein elektrisches Feld, egal ob ein Verbraucher angeschlossen ist oder nicht. Für die Entstehung solcher Felder können

sowohl Gleich- als auch Wechselspannungen ursächlich sein.

In Abbildung 1 ist ein Plattenkondensator dargestellt, an dessen beiden Platten eine Spannungsquelle angeschlossen ist. Zwischen den Platten entsteht ein elektrisches Feld, dessen Feldstärke wie folgt definiert ist:

$$E = \frac{U}{d}$$

E = elektrisches Feld (V/m)

U = Spannung (V)

d = Abstand der Platten (m)

Würde z. B. der Abstand $d = 1\text{ m}$ und die Spannung $U = 1\text{ V}$ betragen, ergäbe dies eine Feldstärke (E) von 1 V/m .

Als Aufnehmer für die elektrische Feldgröße kann ebenfalls ein Plattenkondensa-

tor dienen. Aufgrund der Influenz weisen die im Feld befindlichen Platten eine der Feldstärke entsprechende Spannung auf. Die Größe der Meßspannung wird nur vom Abstand der Meßplatten zueinander, nicht aber von der Größe bestimmt. Theoretisch können auch statische E-Felder gemessen werden, wobei dann der Innenwiderstand des nachfolgenden Meßverstärkers unend-

Technische Daten

Anzeige: 10stellige LED-Anzeige

Anzeigebereich: 1 V/m bis 10 V/m

10 V/m - 100 V/m

100 V/m - 1000 V/m

Frequenzbereich: 50Hz bis 100kHz

Spannungs-

versorgung: 9V-Blockbatterie

Stromaufnahme:..... 25 mA

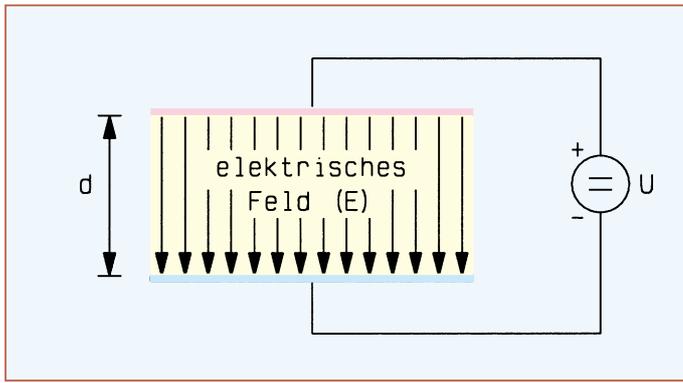


Bild 1: Plattenkondensator mit dem Feldverlauf des elektrischen Feldes

974180801 A

lich hochohmig sein müßte. In der Praxis sind für uns jedoch vor allem Wechselfelder interessant, wie sie z. B. durch 230V-Netzleitungen oder elektrische Geräte verursacht werden.

Schaltung

Das Schaltbild des E-Feld-Meßgerätes ist in Abbildung 2 dargestellt.

Die Betriebsspannung für die Schaltung liefert eine 9V-Blockbatterie und wird mittels eines Schalters (S1 A) ein- bzw. ausgeschaltet. Die Leuchtdiode D1 zeigt den momentanen Betriebszustand an.

Der Aufnehmer (Sensor) ist durch zwei gleich große Leiterbahnflächen realisiert, die sich auf der doppelseitigen Platine gegenüberliegen. Dieser Plattenkondensator wirkt in einem elektrischen Feld wie eine Signalquelle mit unendlich hohem Innenwiderstand. Um den Sensor nicht zu sehr zu belasten, sollte die nachfolgende Verstärkerschaltung einen sehr hohen Eingangswiderstand aufweisen.

Als Vorverstärker kommt ein Differenzverstärker (IC2 A) zum Einsatz, der sich

besonders gut zur Verstärkung von sehr kleinen Spannungen eignet. Ein weiterer Vorteil ist die sehr große Gleichtaktunterdrückung, die Störeinstrahlungen unterdrückt. Um den Eingangswiderstand zu erhöhen, sind dem Differenzverstärker zwei Spannungsfolger (IC1 A und IC1 B) vorgeschaltet. Die Gesamtbelastung für den Sensor beträgt 40 MΩ, bedingt durch die Widerstände R16 bis R19. Auch wenn die gemessene Spannung relativ klein ist, verhält sie sich proportional zum wirkenden elektrischen Feld.

Über den Koppelkko C8 gelangt das Meßsignal auf den Verstärker IC2 B mit Zusatzbeschaltung. Mittels des Umschalters S1 B, kann die Verstärkung dieser Stufe jeweils um den Faktor 10 verändert werden. Hierdurch können drei verschiedene Meßbereiche gewählt werden.

Die notwendige Gleichrichtung des Signals geschieht mit dem nachgeschalteten Gleichrichter IC2 C mit Zusatzbeschaltung. Die Verwendung von Schottkydioden (D1 und D2) erlaubt eine Gleichrichtung von Frequenzen bis zu 100 kHz. Der mit Hilfe des Tiefpasses R4/C6 gebildete arithmeti-

sche Mittelwert der Meßspannung wird über IC 3 (Pin 5) auf einer 10stelligen LED-Skala zur Anzeige gebracht.

Die interne Spannungsreferenz von IC 3 stellt zwischen den beiden Pins „REFOUT“ und „REFADJ“ eine Spannung von 1,25 V zur Verfügung. Durch das Teilverhältnis der Widerstände R3 und R2 stellt sich an Pin 8 (REFADJ) eine Spannung von 2,5 V ein (gemessen gegen Masse). Diese Spannung gelangt auf den Spannungsfolger IC2 D und dient der Schaltung so als Referenzpegel (virtuelle Masse).

Nachbau

Auf der doppelseitigen Platine mit den Abmessungen 108 x 53 mm ist der E-Feld-Sensor bereits integriert und vereinfacht so den Aufbau.

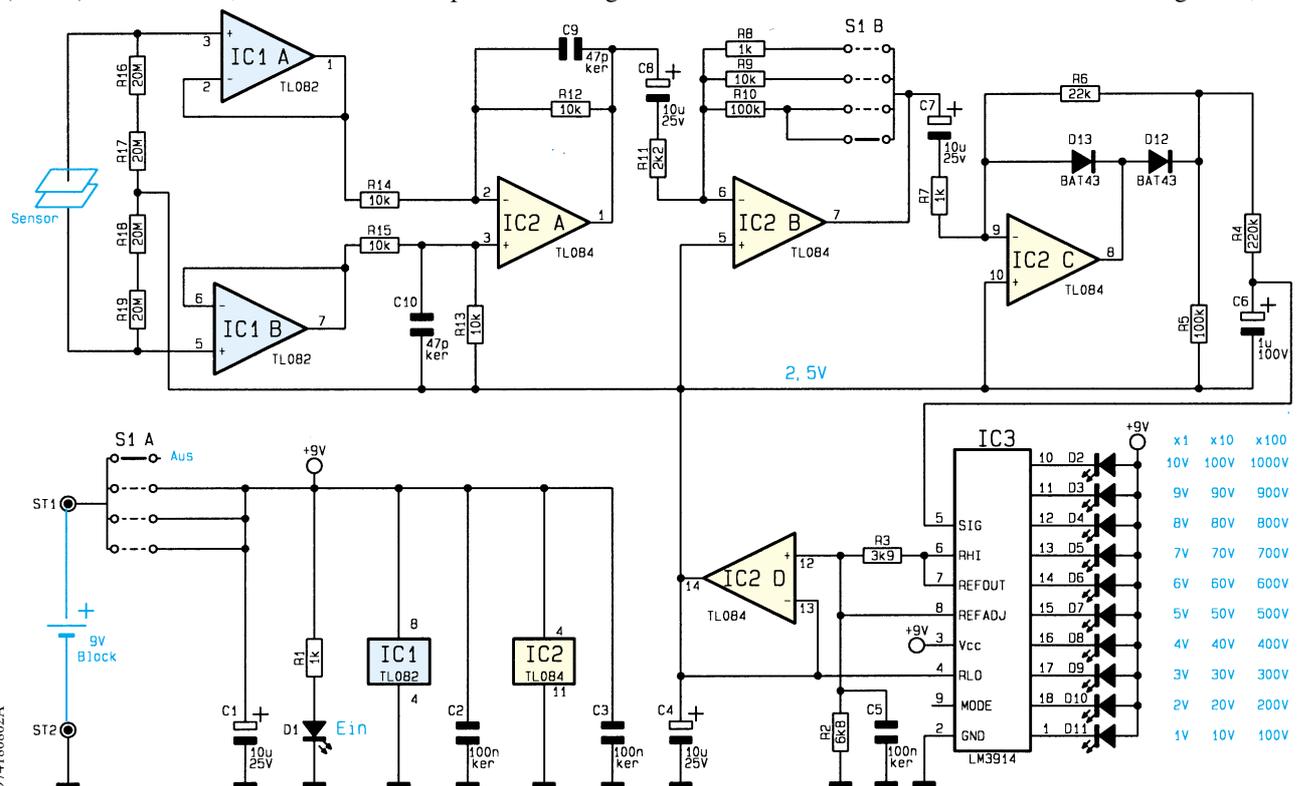
Anhand der Stückliste und des Bestückungsplans beginnen wir die Bestückungsarbeiten mit dem Einsetzen der niedrigen Bauteile (Widerstände, Dioden usw.) gefolgt von den höheren bzw. mechanischen Bauteilen. Entsprechend dem Rastermaß sind die Bauteile abzuwinkeln und anschließend in die dafür vorgesehenen Bohrungen zu stecken.

Auf der Platinenunterseite werden die Anschlüsse verlötet und überstehende Drahtenden abgeschnitten, ohne die Lötstelle selbst zu beschädigen. Bei den Halbleitern (ICs und Dioden) sowie den Elkos ist unbedingt auf die richtige Einbaulage bzw. Polung zu achten.

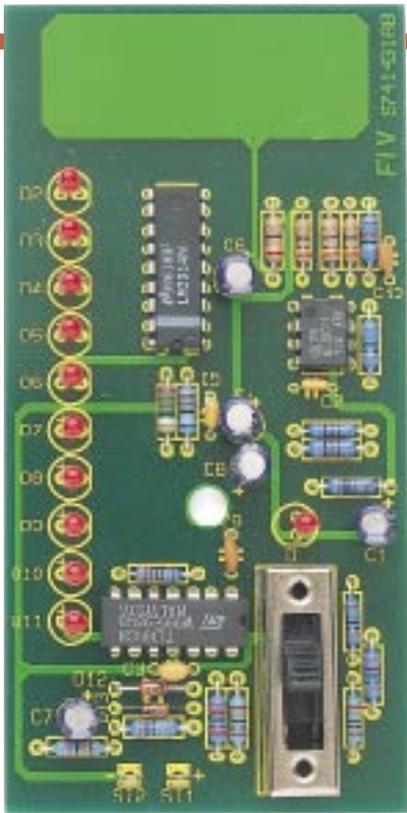
Die Leuchtdioden sollten einen Abstand von 14 mm zur Platine aufweisen, so daß die gemessene Gesamthöhe 18 mm beträgt.

Als nächstes werden die beiden Lötstifte und der Schiebeschalter S1 eingesetzt, so-

Bild 2: Schaltbild des E-Feld-Meßgerätes



974180802 A



Fertig bestückte Platine des E-Feld-Meßgerätes

wie der 9V-Batterieclip angeschlossen. Hierbei ist zu beachten, daß die rote Leitung (+) mit ST 1 und die schwarze Leitung (-) mit ST 2 zu verbinden ist.

Ein Abgleich der Schaltung ist nicht erforderlich, und somit ist das E-Feld-Meßgerät sofort nach Fertigstellung und dem Anschluß einer 9V-Batterie einsatzbereit.

Bedienung

Nach dem Einschalten ist zunächst der

Stückliste: E-Feld-Meßgerät

Widerstände:

1kΩ	R1, R7, R8
2,2kΩ	R11
3,9kΩ	R3
6,8kΩ	R2
10kΩ	R9, R12-R15
22kΩ	R6
100kΩ	R5, R10
220kΩ	R4
20MΩ	R16-R19

Kondensatoren:

47pF/ker	C9, C10
100nF/ker	C2, C3, C5
1µF/100V	C6
10µF/25V	C1, C4, C7, C8

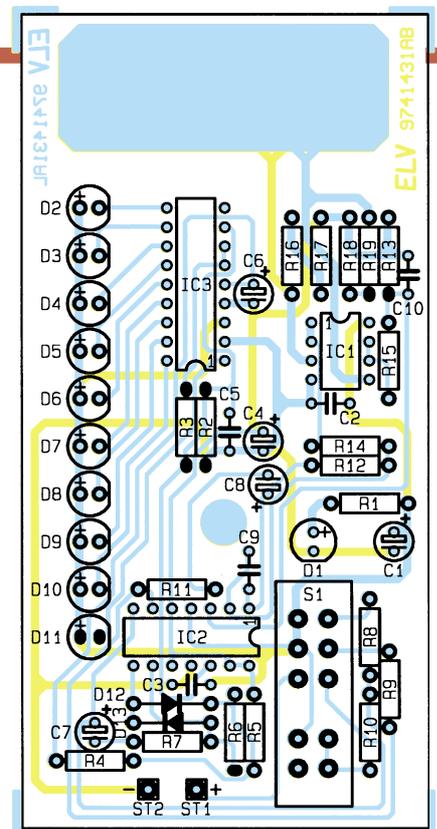
Halbleiter:

TL082	IC1
TL084	IC2
LM3914	IC3
BAT43	D12, D13
LED, 3mm, rot, low-current ..	D1-D11

Sonstiges:

Schiebeschalter, 2 x 4 Stellung ...	S1
Lötstifte mit Lötöse	ST1, ST2
1 9V-Batterieclip	
1 Knippingschraube, 2,9 x 9,5mm	
1 Softline-Gehäuse, bedruckt und gebohrt, grau	

empfindlichste Bereich (x1) zu wählen. Sobald ein Überlauf des Meßbereiches erfolgt (oberste LED leuchtet), wird in den nächst höheren Bereich umgeschaltet.



Bestückungsplan des E-Feld-Meßgerätes

Da der Sensor eine Richtwirkung aufweist, ist zur Ermittlung des Maximalwertes das Meßgerät um die Längsachse zu drehen, bis das Maximum angezeigt wird. Weiterhin ist zu beachten, daß ein elektrisches Feld auch durch den menschlichen Körper beeinflusst („verbogen“) wird und somit eine Verfälschung des Meßergebnisses eintritt. Gegebenenfalls ist das Meßgerät aus der Hand zu legen, um somit eine Beeinflussung durch die menschliche Hand zu umgehen. **ELV**

Belichtungsvorgang

Zur Erzielung einer optimalen Qualität und Konturenschärfe bei der Herstellung von Leiterplatten mit den ELV-Platinenvorlagen gehen Sie bitte wie folgt vor:

1. Die transparente Platinenvorlage so auf die fotopositiv beschichtete Platine legen, daß die bedruckte Seite zur Leiterplatte hinweist, d. h. die auf der Vorlage aufgedruckte Zahl ist lesbar (nicht seitenverkehrt).
2. Glasscheibe darüberlegen, damit sich ein direkter Kontakt zwischen Platinenvorlage und Leiterplatte ergibt.
3. Belichtungszeit: 3 Minuten (1,5 bis 10 Minuten mit 300Watt-UV-Lampe bei einem Abstand von 30 cm oder mit einem UV-Belichtungsgerät).

Achtung:

Bitte beachten Sie beim Aufbau von Bausätzen die Sicherheits- und VDE-Bestimmungen. Netzspannungen und Spannungen ab 42 V sind lebensgefährlich. Bitte lassen Sie unbedingt die nötige Vorsicht walten und achten Sie sorgfältig darauf, daß spannungsführende Teile absolut berührungssicher sind.

9741426A

I²C-Tastatur-Board

9741427A

Sensor-Taste

9741428A

Mikrofonaufschaltung

9741429A

12V-Schnelladegerät

9741431AL+B

E-Feld-Meßgerät

9741432A

Entstörfilter für Modellbau

9741433A

Universal-Filterschaltungen

9741440A

60W-Audioverstärker

9741441A

NF-Signalgenerator

Elektrosmog - der Gesundheits-GAU?



Wohl kaum ein anderes „Strom“-Thema neben der Kernenergie beschäftigt die Öffentlichkeit derzeit mehr als der Elektrosmog.

- **Ist Elektrosmog gesundheitsschädlich?**
- **Ruft die Einwirkung magnetischer und elektrischer Felder Krebs hervor?**
- **Kann man sich vorbeugend schützen?**
- **Was ist Elektrosensibilität?**
- **Welche Präventiv-Maßnahmen kann man treffen?**

Mit den Wechselwirkungen zwischen elektromagnetischen Feldern und Menschen beschäftigt sich unser Artikel.

Schon immer gibt es eine natürliche elektromagnetische Strahlung auf der Erde, der wir täglich ausgesetzt sind. Diese ist an den beiden Polen am stärksten und nimmt zum Äquator hin allmählich ab.

Wir leben seit Jahrtausenden damit ebenso wie mit den gewaltigen Feldstärken, die z. B. ein Blitz erzeugen kann.

Mit der Industrialisierung und der sie begleitenden Elektrifizierung kamen und kommen neue und immer mehr elektromagnetische Einflüsse auf unseren Organismus zu. Sie gehen von Stromleitungen aller Art, von elektrischen Geräten, die Motoren, Transformatoren und Schwingungserzeuger enthalten, von Sendeanlagen, Umspannwerken (Abbildung 1) und Funkgeräten aus.

Durch die flächendeckende Versorgung mit Elektroenergie und das Millionen von Sen-

dern aller Art umfassende Kommunikationssystem sind relativ hohe Feldstärken von elektrischen und magnetischen Feldern nahezu allgegenwärtig - landläufig nennt man das Auftreten dieser Felder Elektrosmog. Mehr über die physikalischen Hintergründe können Sie im „ELVjournal“ 3/97 ab Seite 72 nachlesen.

Systemstreit

Haben diese Felder nun einen Einfluß auf lebende Organismen oder nicht? Daß

es Einflüsse gibt, darüber sind sich vor allem Forscher einig, vor allem, seit es vermehrt Elektrosensible gibt, auf die wir noch ausführlich zu sprechen kommen. Die Auswirkungen jedoch sind, vor allem in Deutschland, heftig umstritten.

Da stehen auf der einen Seite einige sich mit dem Problem seit Jahren beschäftigende Forscher aus den unterschiedlichsten Disziplinen, Verbraucherschützer und etwa in Deutschland der Selbsthilfeverein für Elektrosensible e.V. und auf der anderen Seite die Politik und die Industrie.

Während es für die Beeinflussung elektrischer Geräte untereinander seit Jahren strikte Grenzwerte und strenge Gesetze wie das EMVG gibt, sucht man ebenso strikte Richtlinien zum Schutz des Menschen vor schädlichen Auswirkungen des Elektrosmogs bisher vor allem bei uns in Deutschland

Wie entsteht Elektrosmog?

Elektrische Felder entstehen durch eine zwischen zwei Polen anliegende Spannung. Je näher diese Pole sich gegenüberliegen bzw. je höher die Spannung zwischen ihnen ist, desto höher ist auch die sich zwischen ihnen ausbildende elektrische Feldstärke. Bei Unterschreitung eines Mindestabstands beider Pole kommt es aufgrund der hohen Feldstärke zu Überschlägen (Blitzentladungen, Lichtbogen). Dieses Feld ist bei Gleichspannung statisch und bei Wechselspannungen als Wechselfeld ausgebildet und ständig vorhanden, auch wenn kein Strom fließt, das angeschlossene Gerät also ausgeschaltet ist. Schaltet man das Gerät ein, so beginnt ein Strom zu fließen, es bildet sich rings um den Leiter ein **magnetisches Feld aus**, dessen Stärke von der Höhe des fließenden Stroms, dem Abstand der Leiter untereinander und dem Abstand zwischen Leiter und Meßort abhängt. Die Feldstärke fällt mit größer werdendem Abstand zum stromdurchflossenen Leiter schnell ab.



Bild 1: Großtransformatoren in Umspannwerken sind eine leistungsfähige Quelle vor allem magnetischer Felder.

vergebens, bzw. diese sind eindeutig zugunsten der Industrie gesetzt.

Und zu (un)guter Letzt hat das interdisziplinäre Thema Elektromog und seine Auswirkungen auf den Menschen nur in wenigen Fällen auch Wissenschaftler der Gebiete Physik, Elektrotechnik und Medizin auf einen Nenner kommen lassen.

So stehen die Mediziner dem Thema meist hilflos gegenüber, verdrängen es oder schieben es auf die Seite der Techniker. Diese kommen in ihren Studien nicht recht voran, weil wiederum ihnen das Wissen um die Reaktionen des lebenden Organismus fehlt. Dies ist wohl auch ein Grund, weshalb man bis heute noch nicht über gesicherte Erkenntnisse darüber verfügen kann, ob Elektromog tatsächlich Auswirkungen auf unseren Organismus hat.

Strenge Vorschriften für thermische Effekte

Fakt ist, daß es ihn gibt. Und Fakt ist es auch, daß man frühzeitig erkannt hat, daß bestimmte Frequenzen, Feldstärken und Flußdichten einen gravierenden Einfluß auf lebende Organismen haben. Beredete Beispiele sind Sicherheitsvorschriften zum Aufenthalt und zu Arbeiten in Umspannwerken, an Sendeanlagen und zum Umgang mit Mikrowellenherden. Denn unzweideutig steht fest, daß elektrische Felder im Hochfrequenzbereich zur Erwärmung von organischem Gewebe führen und es ab etwa 43°C Gewebetemperatur irreparabel schädigen, also verbrennen.

Fast täglich angewandtes Beispiel ist die heimische Mikrowelle, die diese Wirkung besonders drastisch vorführt und nicht ohne Grund mit Sicherheitseinrichtungen versehen ist. Auch der Aufenthalt eines Technikers in wenigen Zentimetern Abstand von einer strahlenden Richtfunkantenne (Abbildung 2) kann z. B. direkt zu Netzhautverbrennungen führen, da die elektromagnetischen Wellen hier auf nahezu kein Hindernis in Form von Körpergewebe wie Haut, Fett und Muskeln treffen.

Um diese Wirkungen nachvollziehen zu können, muß man einen Blick auf das Verhalten von Leitern und Nichtleitern im elektrischen Feld werfen (Abbildung 3). Diese Verhältnisse erklären vorwiegend Effekte durch starke Felder und Wellen,



Bild 2: Gefahr nur für Techniker, die daran arbeiten: Richtfunkantennen strahlen sehr gerichtete Energie in sehr hohen Frequenzbereichen ab. Hier wirkt im (Un-)Fall vor allem der thermische Effekt.

wobei vorzugsweise Kraftwirkungen und sog. thermische Effekte eine Rolle spielen, bei denen Erwärmungen auftreten, wie beispielsweise bei Wassermolekülen im Feld einer starken Mikrowelle. Diese polarisieren sich in einer Zelle um bzw. verschieben sich.

Hier spielt auch die Eindringtiefe und damit eine direkte Wirkung auf den Organismus eine Rolle (Abbildung 4). Je höher die Wirkfrequenz ist, desto schwerer ist es, das Körpergewebe tief zu durchdringen - ein bekanntes Problem der HF-Technik, deshalb kann eine Satellitenantenne auch nur im Freien mit direkter Sicht zum Satelliten betrieben werden. Telefoniert man jedoch mit einem D-Netz-Handy, so dringt immerhin noch 1% der abgegebenen HF-Energie bis 10 cm tief in das Gehirn ein. Das klingt nach nicht viel, ist jedoch für elektrosensible Menschen bereits eine hohe Belastung. An all diese Erkenntnisse werden wir uns noch erinnern. Alles, was über die thermische Wirkung von Feldern hinausgeht, ist bisher unzureichend erforscht und nicht mit gesicherten Erkenntnissen versehen, entsprechend hoch sind in Deutschland die Grenzwerte angesetzt.

Ignoriert, weil keine Statistik

Diese Wirkungen werden athermisch genannt und sind der momentane Streitpunkt der am Anfang genannten Gruppen.

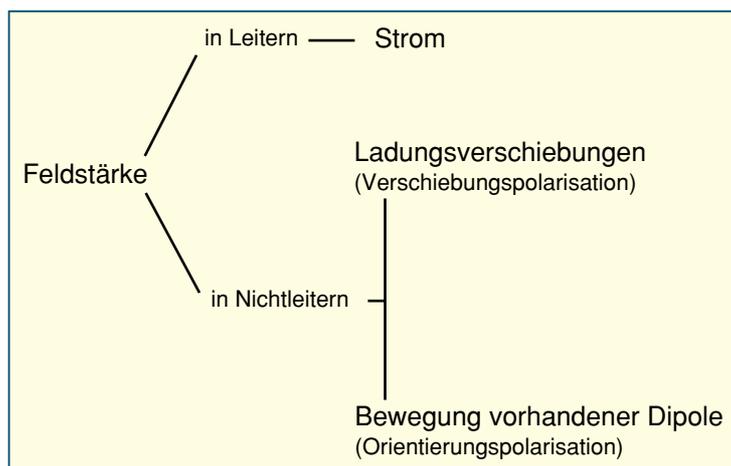
Denn trotz jahrelanger Forschungsarbeit (Abbildung 5) gibt es bis heute keine

gesicherten und statistisch belegbaren Erkenntnisse darüber, ob z. B. das Wohnen unweit eines Strommastes Krebs auslösen oder zumindest die Geschwulstbildung beschleunigen kann. Umfangreiche Forschungen, z. B. an der Tierärztlichen Hochschule Hannover unter Leitung von Prof. Löscher haben bei mit Brustkrebsregenern gespritzten Ratten einen beschleunigten Ausbruch der Tumorerkrankung bei Bestrahlung eines Teils der infizierten Rattengruppe mit elektrischen Feldern nachweisen können. Allerdings sind solche Erkenntnisse nicht ohne weiteres auf den Menschen übertragbar und damit vor allem in den Augen der Politik, in persona z. B. des Bundesamtes für Strahlenschutz, nicht relevant für eine Diskussion bzw. zur Ergreifung von Präventivmaßnahmen.

Diese werden nicht einmal im Interesse von Anwohnern in der Nähe von Großsendern wie z. B. Radio Freies Europa ergriffen. Dabei gibt es wissenschaftliche Belege für die Belastung von Menschen im Umfeld von leistungsstarken Sendern. Am bekanntesten ist dabei wohl die sogenannte Schweizer Studie über „Gesundheitliche Auswirkungen des Kurzwellensenders Schwarzenburg“ vom August 1995. Dort hat man, differenziert nach Altersgruppen, festgestellt, daß z. B. Durchschlafstörungen, die bei Betrieb des Senders permanent vorhanden waren, schon in der zweiten Nacht nach dem Abschalten des Senders (ohne, daß die Probanden davon wußten) abnahmen. Die Annahme, daß der Sender sich auf den Melatoninstoffwechsel und auf das Risiko schwerwiegender Krankheiten auswirkt, konnte in der begrenzten Studie und aufgrund nicht voll standardisierter Meßmethoden nicht bestätigt werden. Daraufhin herrschen bis heute Zweifel, ob HF-Bestrahlung überhaupt z. B. für den Ausbruch von Krebs verantwortlich sein kann und ob man sich nicht eher intensiver der Erforschung der Effekte im NF-Bereich widmen sollte.

Zu viele Faktoren spielen hier eine Rolle, gesundheitliche Auswirkungen und Beschwerden sind oft nur die Spitze des Eisbergs an Negativfaktoren, mit denen der

Bild 3: Verhalten von Leitern und Nichtleitern im elektrischen Feld. Quelle: Prof. G. Käs, Universität der Bundeswehr, München.



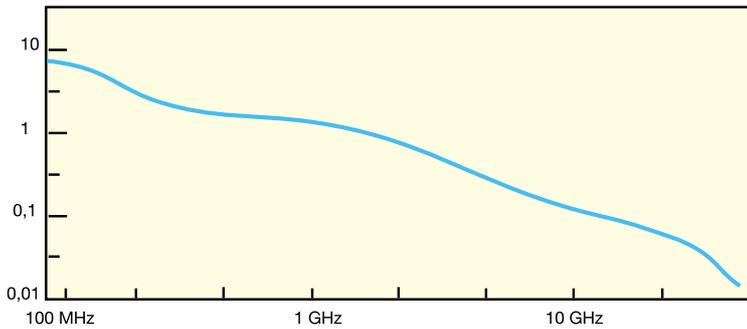


Bild 4: Eindringtiefe von elektrischer Strahlung in den Organismus. Trotz der erheblichen Feldverzerrungen des elektrischen Feldes durch den menschlichen Körper kann dennoch genügend Energie in den Körper eindringen. Quelle: Prof. G. Käs, Universität der Bundeswehr, München.

Mensch (hier der Elektrosensible) belastet ist.

Denn noch tappen auch die Forscher weitgehend im dunkeln, wenn man den Erkenntnisgewinn über die Auswirkungen von athermischer Strahlung auf den Gesamtorganismus Mensch bei Licht besieht.

Krankheitsauslöser schlecht zu fassen

Zu komplex und zum Teil unerforscht sind die Vorgänge, die sich unter dem Einfluß magnetischer und elektrischer Felder im Organismus abspielen. Noch schwerer macht es der lange Zeitraum, der z. B. einer Krebserkrankung vorausgeht, gesicherte Erkenntnisse über die Ursache der Krankheit zu sammeln. Zu viele, kaum nachvollziehbare Ursachen können die Erkrankung auslösen. Denn der Organismus ist quasi ein chaotisches System, das durch äußere Einflüsse, z. B. Infektionen, bis zu einem bestimmten Maße damit beschäftigt werden kann, diese Infektion abzuwehren und die alte Ordnung des Gesamtsystems wieder herzustellen. Die not-

wendige Energie dazu muß sich der Abwehrmechanismus woanders herholen, die Folge: wir fühlen uns krank und abgeschlagen.

Kommen genug solcher Streßfaktoren für das menschliche Abwehrsystem zusammen, bricht dieses irgendwann einfach zusammen und ist nicht mehr in der Lage, gezielt auf äußere Einwirkungen zu reagieren und sich sowie den gesamten Organismus wieder zu stabilisieren - im schlimmsten Fall sterben wir an Krebs.

Wissenschaftler nennen diesen Abwehralgorithmus Regulation. Je besser dieser funktioniert, desto gesünder sind wir.

Nun gibt es eine ständig wachsende Gruppe von Menschen, die nachweisen können, daß sich ihre Befindlichkeitsstörungen explizit unter dem Einfluß elektromagnetischer Felder äußern.

Bereits 2 Mio. Elektrosensible

Hier ist eine ganz wesentliche Unterscheidung zu treffen zwischen der Hysterie, die Aktionisten entfachen, wenn sie ganz allgemein jedes Handy verbieten möchten, weil sie den unbekanntesten und nicht faßbaren Moloch Elektromog und daraus folgend den sog. Elektrostreß fürchten, und den sog. Elektrosensiblen, die aufgrund starker allgemeiner gesundheitlicher und



Bild 5: Um die Auswirkungen hochfrequenter Felder auf die Natur zu erforschen, bestrahlt man an der Universität der Bundeswehr München in Zusammenarbeit mit dem Lehrstuhl für Forstbotanik der Ludwigs-Maximilian-Universität München derzeit in einem Feldversuch Bäume mit einem Schiffsradar. Ein Teil der Bäume wird dabei mit einem metallischen Schutznetz abgedeckt. Quelle: Prof. G. Käs, Universität der Bundeswehr, München.

seelischer Belastung plötzlich nicht mehr schlafen können, wenn sich direkt neben dem Haus ein Starkstrommast befindet. Daß hier nicht nur der normale Mensch ein tatsächliches Problem hat, beweist die Unsicherheit vieler Ärzte, die Elektromog bei vielen Beschwerden überhaupt nicht ins Kalkül ziehen.

„Elektrosensibilität ist die ungewollte Fähigkeit, elektromagnetische Felder und Wellen wahrzunehmen, zu spüren“.

So beginnt der „Leitfaden für Elektrosensible“, herausgegeben vom „Selbsthilfeforum für Elektrosensible e. V.“ unter Federführung von Dipl.-Ing. Gerhard Niemann, selbst Betroffener.

Im Gespräch und auch in allen Publikationen betont Herr Niemann wie auch andere auf diesem Gebiet kompetente Köpfe wie Herr Prof. G. Käs von der Universität der Bundeswehr, München, daß zum Zeitpunkt des Auftretens der Beschwerden schon viele andere Ursachen im Leben der Geschädigten dazu beigetragen haben, daß dieser Mensch elektrosensibel ist.

Doch der Reihe nach zum Thema Elektrosensibilität. Der Mensch verfügt im Gegensatz zu manchen Tieren über kein Sinnesorgan, daß ihn über das Auftreten von Wellen und Feldern informieren und davor warnen könnte. Deshalb treffen ihn die Elektrostreß-Symptome unvorbereitet und unerklärlich, als da wären: Schlafstörungen, Kopfschmerzen, Nervosität, innere Unruhe, ständige Müdigkeit und Abgeschlagenheit, Antriebsarmut, Konzentrations- und Gedächtnisstörungen, Verspannungen. Bei längerer Belastung kommen zu den allgemeinen Symptomen spezielle weitere hinzu wie erhöhter Blutdruck, Herzrhythmusstörungen, Atembeschwerden, Seh- und Hörstörungen sowie eine je nach Aufenthaltsort ständig wechselnde Befindlichkeit.

Greift hier nicht spätestens ein sachkundiger Arzt ein, so kann dies im Extremfall zu Depressionen, ja Suiziden führen.

Regulationsstörungen im Paket

Derartige Beschwerden nennt man Regulationsstörungen und es besteht der Verdacht, daß die Einwirkung elektromagnetischer Felder und Wellen zu einer Störung im Signalgeschehen, im Befehlsfluß des Steuer- und Regelsystems führt. Mögliche Ursachen können im vermehrten Kalzium-Ionen-Abfluß von der Zellmembranoberfläche von Nervenzellen oder in der verminderten Produktion des Hormons Melantonin in der Zirbeldrüse liegen.

Inzwischen gesicherte Statistiken haben ergeben, daß Elektrosensible aus ganz besonderen Risikogruppen kommen, die auch aufgrund allgemeinesellschaftlicher Umstände immer größer werden und beileibe

nicht, wie die zuständigen Politiker dies offensichtlich gern hätten, als Randgruppe vorhanden sind. Dazu zählen:

Schwermetallgeschädigte: An der Schädigung beteiligt sind im wesentlichen Quecksilber, Kupfer, Silber, Zinn aus Amalgam-Zahnfüllungen, Palladium aus Goldkronen, heute schon seltener Blei (auf früher übliche bleihaltige Kraftstoffe und Blei-Wasserrohre zurückzuführen). Dem Quecksilber in den Amalgam-Zahnfüllungen ist die größte Bedeutung beizumessen. Eine schwedische Studie beweist, daß Quecksilberionen aus dem Amalgam unter der Einwirkung schwacher niederfrequenter Felder in sechsfach erhöhter Zahl austreten.

Geschädigte durch chemisch-organische Substanzen: Dazu zählen Formaldehyd, Lindan, PCP (Pentachlorphenol), Pyrethroide in Holzschutzmitteln und Reinigungsmitteln, PCB Herbizide, Dioxine, Pestizide usw.

Zwischen diesen beiden Risikogruppen ist folgender synergetischer Effekt zu beobachten: Nach Dr. Dauderer („Gifte im Alltag“, erschienen im Verlag C. H. Beck) erhöht eine Amalgambelastung die Toxizität von Lindan und Formaldehyd um das 25fache, die von PCP um das 5fache.

Allergiker: Diese rasant anwachsende Gruppe reiht sich ebenfalls nahtlos in diese Aufzählung ein. Elektromagnetische Felder wirken - unter anderem - als Allergen. Dies haben Studien deutscher und amerikanischer Ärzte ergeben.

Pilz-/Viren-/Bakterienbelastungen: fast immer bei Elektrosensiblen anzutreffen und mit starkem Synergieeffekt in Zusammenhang mit Schwermetallschädigungen.

Betroffene durch natürliche Reiz-zonen: Dazu zählen Wasseradern, Erdspalten, Verwerfungen der Erdkruste. Eine österreichische Studie weist ausdrücklich darauf hin, daß auch hier ein Synergieeffekt mit elektromagnetischer Strahlung auftreten kann, so daß z. B. der gesamte Standort für ein Wohnhaus in Frage gestellt werden kann.

Allgemein zeichnet sich Elektrosensibilität ausdrücklich dadurch aus, daß immer mehrere der genannten Belastungen bei einem Betroffenen zusammenfallen. Dazu kommen seelische Belastungen, die über das Nervensystem des Menschen verarbeitet werden sowie gerade überstandene oder noch wirkende Krankheiten. Bei all diesen Belastungen und Krankheiten spielt das da schon gut beschäftigte Immun- und Nervensystem als Gesamtkomplex Abwehrsystem die Hauptrolle und ist dann entsprechend anfällig für weitere Reizungen wie eben die durch Elektromog. Ein völlig gesunder Mensch braucht sich also nach heutigem Erkenntnisstand kaum Sorgen



Bild 6: Hochspannungstrassen strahlen ebenfalls ein erhebliches elektrisches und magnetisches (niederfrequentes) Feld ab. Schon die Bauvorschriften z. B. in Schweden und Deutschland zeigen, wie ernst man es jeweils mit den Gefahren nimmt, die hiervon ausgehen. Während in Schweden mindestens 30 - 50 m Abstand zu halten ist, gibt es in Deutschland Fälle, wo der Hochspannungsmast im Hausgarten steht.

um Elektroempfindlichkeit machen, außer vielleicht dem Ergreifen vorbeugender Maßnahmen.

Ohnehin ist das Elektromogthema selbst unter Wissenschaftlern äußerst umstritten. Da gibt es auf der einen Seite Forschungsthemen wie an der Medizinischen Universität Mainz (Prof. Michaelis), die die zwar statistisch kaum wahrnehmbare, aber immerhin vorhandene Tendenz von Leukämieerkrankungen von Kindern, die in der Nähe von Hochspannungsleitungen (Abbildung 4) leben, erkennen lassen und auf der anderen Seite stehen wieder die Energiewirtschaft und z. B. staatliche Stellen wie das Bundesamt für Strahlenschutz, die unter dem Strich bagatellisieren. Trotzdem existieren in anderen Ländern, wie z. B. Russland (!), Schweden und den USA (man staune, da droht Energieversorgern schon das Gespenst der Produkthaftung) deutlich geringere Grenzwerte für die Belastung mit elektrischen und magnetischen Feldern bzw. noch geringere sind, wie in Schweden, in der Diskussion. Teilweise betragen diese nur ein 500stel des deutschen Grenzwertes (z. B. für magnetische Felder von 100 μ T, in Schweden will man auf unter 1 μ T, in Amerika empfehlen Studien sogar 0,2 μ T). Apropos Grenzwert: Ausgerechnet in Russland sind z. T. für die medizinische Behandlung nur HF-Geräte zugelassen, die gerade einmal soviel Energie abstrahlen dürfen, wie als Allgemeinbelastung in Deutschland als Grenzwert gilt.

Wissenschaftlich fundiertes Wirkungsmodell - vielleicht in 10 Jahren

Sie sehen, man trifft immer wieder bei diesem Thema auf beide Extreme, denn leider sind alle Studien nur Erstuntersuchungen, niemals als allgemeingültig zu interpretieren. Dies betrifft auch das Thema Elektrosensibilität, das von der einen Seite als nachgewiesen angesehen wird, freilich in Verbindung mit all den aufge-

zählten Komponenten, von der anderen Seite förmlich als rein psychosomatisches Problem abgetan wird.

Leider fehlt, wie bis heute von allen Wissenschaftlern konstatiert wird, ein Wirkungsmodell für die Effekte, die die athermische Strahlung auf Organismen hervorruft. So führen Presseveröffentlichungen aller Art zu individuellen Beunruhigungen, obwohl vielleicht keine objektive Gefahr besteht. Denn letztendlich ergibt ein Gang mit entsprechender Meßtechnik durch die Wohnung oder das Büro nur ein individuelles, zudem örtlich äußerst begrenztes Bild über tatsächliche Gefahren.

Nicht warten - selbst helfen

Und genau dies sollte man für sich selbst entscheiden, solange es keine gesicherten Erkenntnisse gibt, denn die Forschung steht hier noch ganz am Anfang, wird zudem nach den Erfahrungen mit der Atomenergie ab und zu schon behindert. So wurde eine aufsehenerregende Studie der amerikanischen Umweltbehörde EPA aus dem Oktober 1996, deren Vorabbericht Schlagzeilen ob der darin aufgezeigten Gefahren und der geforderten niedrigen Grenzwerte machte, bis heute nicht veröffentlicht, im Gegenteil, der Vorabbericht wurde offiziell zurückgezogen.

Warner werden in Fernseh-Hearings abqualifiziert, all dies sollte dem aufgeklärten Bürger zu denken geben. Zudem werden wohl ernsthaft und fundierte Forschungsergebnisse nach Aussage der Wissenschaftler erst in frühestens 10 Jahren vorliegen...

Auch die Grenzwerte für Strahlenemissionen von Atomkraftwerken bzw. für den Umgang mit spaltbarem Material haben sich seit Entdeckung der Kernspaltung kontinuierlich nach unten entwickelt, je nach Erkenntnisstand, hier kann man schon eigene Rückschlüsse aus dem derzeitigen Verhalten der Verantwortlichen ziehen.

Und für wirksame Präventivmaßnahmen ist kein Geld da. In einer Fernsehdiskussion war zu erfahren, daß die Umrüstung des gesamten deutschen Energienetzes auf „No Emission“ etwa 500 Milliarden Mark kosten würde - eine Summe, die man erst einmal in Nullen erfassen sollte. Die Technologie dafür ist nach Auskunft der TH Braunschweig vorhanden.

Der Gefahr einfach aus dem Weg gehen

Unter dem Strich scheint es also müßig, heute Forderungen zu stellen, die noch nicht untermauerbar sind, leider. Dennoch kann man auch heute schon viel tun, um zumindest das eigene Gewissen zu beruhigen und die Gewißheit zu haben, daß etwa

der eigene Arbeitsplatz oder das Schlafzimmer weitgehend frei von elektromagnetischen Feldern sind.

Schon gibt es bauliche Maßnahmen für Gebäude, daß diese völlig frei von äußerer elektrischer Einstrahlung, zumindest im höherfrequenten Bereich werden. Sie zielen zwar in erster Linie darauf ab, das Gebäudeinnere vor elektronischen Lauschangriffen zu schützen und den Einfluß der danebenstehenden Trafostation auf die Rechnerzentrale zu mindern, dennoch sind sie auch gegen Elektromog äußerst wirksam.

So gibt es inzwischen Abschirmputz (Abbildung 7), der je nach Frequenzbereich eine Schirmwirkung bis zu 98% im E-Feld erreicht, freilich sicher aus Kostengründen nur für kommerzielle Anwendung interessant ist. Wer aber direkt an der Hochspannungstrasse bauen muß und Bedenken hat, wird sicher solch eine zudem optisch völlig unsichtbare Vorsichtsmaßnahme ins Kalckül ziehen.

In die gleiche Kerbe schlägt die sogenannte EMV-Tapete, die ursprünglich tatsächlich nur für den Zweck der Abhörsicherheit von Büros und Computerzentralen kreiert wurde (Abbildung 8). Der Preis von ca. 16,40 DM pro Quadratmeter macht diese sehr wirksame Maßnahme auch für sicherheitsbewußte Privatkunden interessant.

Wie kann man dem Elektromog sonst präventiv aus dem Weg gehen? Ganz einfach, man erkundet per speziell dafür entwickeltem Meßequipment (Abbildung 9) das persönliche Terrain und kann mit bereits ganz einfachen Maßnahmen, die oftmals nicht einmal Geld kosten, unnötige Belastung vermeiden.

Auch die Industrie ist hier keinesfalls untätig. Zum Beispiel haben die Hersteller von Computerbildschirmen bereits frühzeitig erkannt, daß diese enorme magnetische Felder ausstrahlen. Vorreiter in Sachen Reduzierung dieser Felder war Skandinavien, heute ist die sogenannte „Schwedennorm“ TCO 92 Sicherheitsstandard für Bildschirmhersteller weltweit.

Bei einem modernen Bildschirm müßte man schon im Gerät sitzen, um ein schädliches Magnetfeld abzubekommen. Gleiches trifft heute für Fernsehgeräte zu. Bereits in wenigen Zentimetern Abstand wird man kein nennenswertes Feld mehr messen können.

Gern zitiertes Negativbeispiel für alle schlechten Dinge auf dieser Welt ist auch das Mobilfunkhandy. Die Horrormeldung von der an Krebs gestorbenen Frau, die täglich mit so einem Ding telefonierte, wird von Fast-Absturzmeldungen durch telefonierende Fluggäste abgelöst.

Handy-Emission gedämpft

Man kann davon halten, was man will,

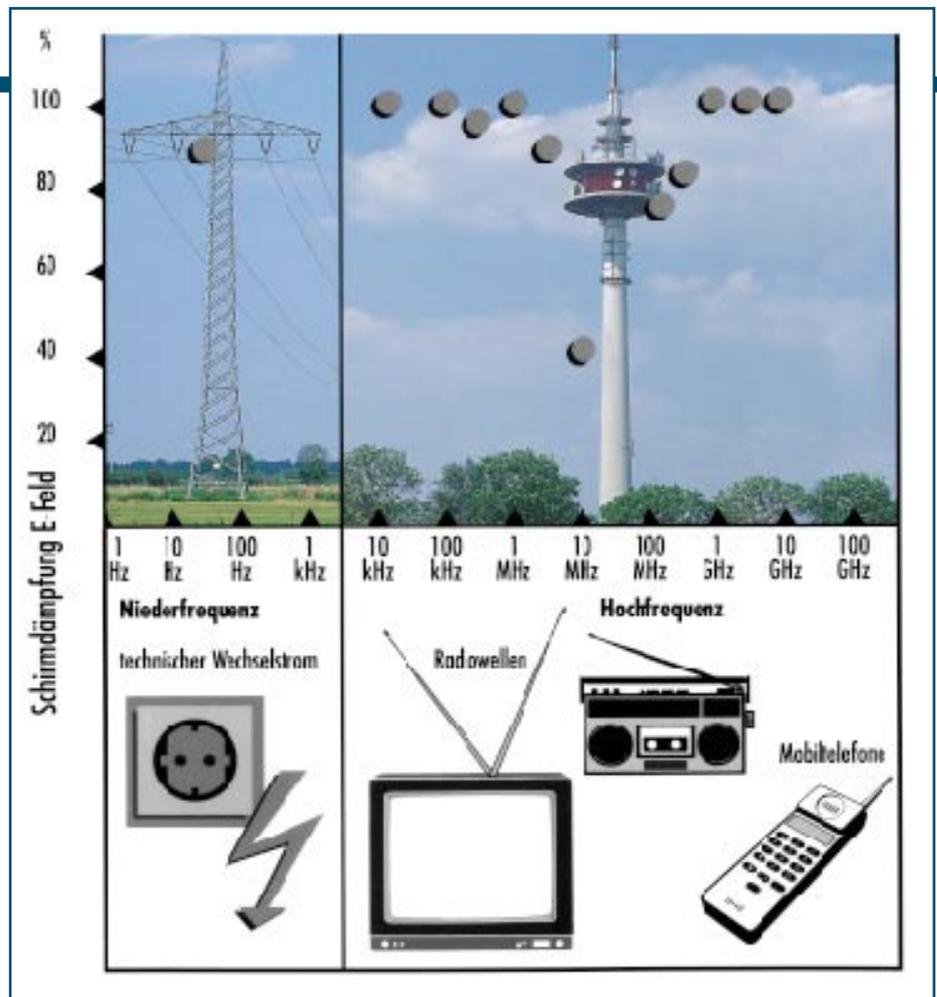


Bild 7: Abschirmputz, primär als Präventivmaßnahme für das EMV-Gebiet erdacht, kann ein erster Schritt zur Abschirmung von Gebäuden gegen äußere Störfelder, z. B. Großsender in der Nähe sein. Die Dämpfungswerte sind bereits beeindruckend. Grafik: Gebr. Knauf, Westdeutsche Gipswerke Iphofen.

immerhin gibt es erste Handy-Hersteller, die die Antennen ihrer neuen Handy-Generation so im Gehäuse unterbringen, daß die Abstrahlung in Richtung Kopf des Telefonierers reduziert ist. Denn eine potentielle Gefahr gibt es sicher auch für den Vieltelefonierer im Auto, der keine Außenantenne benutzt. Zum einen fährt das Handy die Leistung ständig auf Maximum, da es im faradayischen Käfig der Karosserie nur mangelnden Empfang hat und so versucht, die eigene Sendung entsprechend in der Leistung nachzuführen. Zum anderen reflektiert das Karosserieinnere vielfach die HF-Strahlung des Handys auf den Telefonierer zurück, und dieser setzt sich weiter einer Bestrahlung mit ungewissem Ausgang aus.

Trivial gesprochen, weiß eigentlich jeder, der beim Arzt schon einmal zur sogenannten „Kurzweile“ war, daß hochfrequente Strahlung genügender Intensität eine Wirkung auf den Organismus hat. Dies sollte man also auch nicht im täglichen Umfeld aus den Augen lassen.

Dazu gibt es, wie gesagt, einfachste, aber auch aufwendigere Mittel.

Umräumen kostet nichts

Das beginnt beim Computerarbeitsplatz im Büro oder aber, was noch öfter zutrifft,

zu Hause, da hier meist nicht die neueste Technikgeneration eingesetzt wird. Wer nicht weiß, was wir hier meinen, sollte eine Funkuhr neben den Rechner stellen. Solange der Rechner in Betrieb ist, wird diese keine Synchronisation mit Mainflingen melden, zu stark ist der Störnebel des Rechners. Des Rechners? Der strahlt kaum ab, er befindet sich schließlich im Metallgehäuse, hier kommt kaum etwas heraus, sofern der Rechner fachgerecht montiert wurde. Oft sind als Hauptstörquelle die äußere Verkabelung, vorrangig Tastatur-, Bildschirm- und Druckerkaabel auszumachen. Bei SCSI-Geräten kommt der entsprechende Bus dazu.

Werden hier ungenügend geschirmte und zu lange Kabel eingesetzt, ist der Störnebel im Büro sicher. Mindestmaßnahme sind möglichst kurze und abgeschirmt konfektionierte Kabel (das sind die teuren!).

Der Bildschirm sollte ohnehin wenigstens einige Zentimeter Abstand zum Kopf haben, dann droht auch von älteren Geräten bis ca. 15" Diagonale im allgemeinen keine Gefahr.

Nächste Preisfrage: Wieviele billige Steckernetzteile betreiben Sie wo? Denn die Trafos gerade dieser Netzteile sind oft genug wahre Streu-Weltmeister für niederfrequente Felder. Mindestens 0,5 m Abstand sind daher angeraten, vor allem auch



Bild 8: Noch ein wirksames Mittel gegen hochfrequente elektrische Felder: die EMV-Abschirmtapete, ursprünglich vor allem für abhörsensible Räume wie Computerzentralen, Chefbüros etc, entwickelt. Auch ihre Abschirmwerte können sich sehen lassen. Foto/Grafik: Marburger Tapetenfabrik, J. B. Schaefer GmbH & Co. KG

in Schlafräumen. Sitzen Sie gerade neben dem Schienensystem Ihrer Halogenleuchtenwand? Gehen Sie auf Abstand! Solche Systeme bauen aufgrund der hohen fließenden Ströme enorme magnetische Felder um sich herum auf. Diese können sogar in der nächsten Etage oder in der Nachbarwohnung noch wirken. Messen Sie das Schienensystem doch einmal mit einem H-Feld-Meßgerät aus. Sie werden staunen!

Gleiches trifft für die mollig warme und eingeschaltete Heizdecke im Bett zu. Eine gründlichere Bestrahlung kann man nicht einmal beim Arzt bekommen! Also ausschalten und möglichst sogar vom Netz trennen, bevor man sich ins Bett legt!

Wie dicht steht Ihr Radiowecker am Kopf? Gerade bei diesen Geräten werden oft billigste Netztransformatoren mit enormen Streufeldern eingesetzt. Also mindestens einen Meter weg und/oder ein Markengerät gekauft! Die Anzeige ist auch

dann noch gut zu sehen und der lange Arm beim morgendlichen Wecken hilft beim Aufstehen...

Gleiches trifft auf Fernsehempfänger, vor allem im Schlafzimmer zu. Nicht bloß per Fernbedienung ausschalten, nein, ganz! Dann spart man A. Strom und B. „entbeht“ man den „Genuß“ des Stand By-Netzteils.

Wer es ganz genau machen will, schaltet auch die elektrischen Felder der Netzleitungen im Schlafzimmer ab, indem er einen Netzfreischalter einsetzt.

Man sollte überhaupt einmal die Lage seiner Steckdosen und deren Beschaltung im Arbeits- und Wohnzimmer überprüfen.

Warum muß die gesamte Computeranlage ausgerechnet an der Steckdose hängen, die fast in Kopfhöhe 30 cm von diesem residiert? Einfach eine andere Steckdose suchen, und schon haben Sie das Risiko reduziert. Überprüfen Sie doch ein-



Bild 9: Mit dem ELV-Meßequipment dem Elektrosmog auf den Fersen: H- und E-Feldmeßgerät zur Feststellung von elektrischen und magnetischen Feldern im persönlichen Umfeld. Erst wenn man weiß, wo sich solche Felder befinden, kann man relativ einfache, aber wirksame Präventivmaßnahmen ergreifen.

mal, was alles an der Steckdose hinter dem Sofa hängt, auf dem Sie den Fernsehabend verbringen. Kann man nicht alles an einer anderen, entfernteren Steckdose anschließen?

Netzkabel freischalten

Aber auch Leitungen und Geräte, die ausgeschaltet sind, sollte man einen Blick schenken. Läuft z. B. das Netzkabel für die Nachttischlampe genau hinter dem Bett entlang, könnte man sich beruhigen, daß im ausgeschalteten Zustand ja kein Strom fließt und so auch kein Feld da ist. Denkste! In aller Regel schalten Netzschalter, sofern sie nicht zu Meßgeräten oder ähnlich professionell entwickeltem Gerät gehören, nur einpolig ab. Somit bleibt das, wenn auch sehr geringe elektrische Feld auch in der Betriebsruhe bestehen.

Sinn macht also dann ein Netzschalter, der zweipolig abschaltet, und das möglichst nahe an der Steckdose - Sinn und Zweck eines Netzfreischalters, aber billiger!

Elektrosensible sollten auf weitere Maßnahmen achten:

Da wäre zunächst der Rat: Handy nicht in der Brusttasche mitführen. Wenn schon in Bereitschaft, dann am Gürtelholster und im Stationärbetrieb wenigstens einen Meter vom Körper, vor allem vom Kopf entfernt. Dimmer, Halogenlampen oder Energiesparlampen zumindest nicht in Körpernähe positionieren. Den „Wirkbereich“ dieser Geräte einfach ausmessen und sie entsprechend weit entfernt betreiben.

Was bleibt, ist Prävention

Was bleibt als Fazit? Elektrosmog ist ein noch weitgehend unerforschtes Phänomen unserer Zeit und sollte weder über- noch unterbewertet werden. Dennoch kann der für sich und seine Kinder Engagierte einiges unternehmen, um eine eventuell mögliche Belastung durch elektromagnetische Felder mittels geeigneter Meßtechnik erkennen und ggf. präventiv reduzieren zu können.

ELV



Faszination Röhre Teil 4

In diesem vierten Teil unserer Artikelserie beschäftigen wir uns eingehend mit der für alle Arten von Verstärkerschaltungen wichtigen Schaltungsmaßnahme Gegenkopplung. Erst hiermit ist es im wesentlichen möglich, den Übertragungsbereich eines Verstärkers zu beeinflussen.

Wichtiger Trick - die Gegenkopplung in Röhrenverstärkern

Die Gegenkopplung ist eine der wichtigsten Schaltungsmaßnahmen im Verstärkerbau, denn auch hier sind die Kenndaten einer Schaltung wesentlich beeinflussbar und wichtige Funktionen erst realisierbar. Sie basiert auf Rückkopplungseffekten zwischen Ein- und Ausgang einer Schaltung.

Unter Rückkopplung versteht man allgemein die Rückführung eines Teils der Ausgangsleistung einer (oder mehrerer) Verstärkerstufen auf den Eingang der Schaltung. Ist die Phasenlage der rückge-

koppelten Ausgangsspannung invers zu der der Eingangsspannung, so wirkt sie dieser entgegen - wir nennen diesen Effekt Gegenkopplung und nutzen ihn auf die verschiedensten Weisen aus.

Die Gegenkopplungsspannung kann entweder zur Verstärkerausgangsspannung oder zum Ausgangsstrom proportional sein. Auch eine Kombination beider Varianten ist möglich. Entsprechend bezeichnet man die Schaltungsanordnungen mit **Spannungsgegenkopplung**, **Stromgegenkopplung** oder **gemischter Spannungs-/Stromgegenkopplung**.

Das Verhältnis der auf den Eingang zurückgeführten Spannung U_g zur Ausgangs-

spannung U_2 wird als Gegenkopplungsgrad bezeichnet:

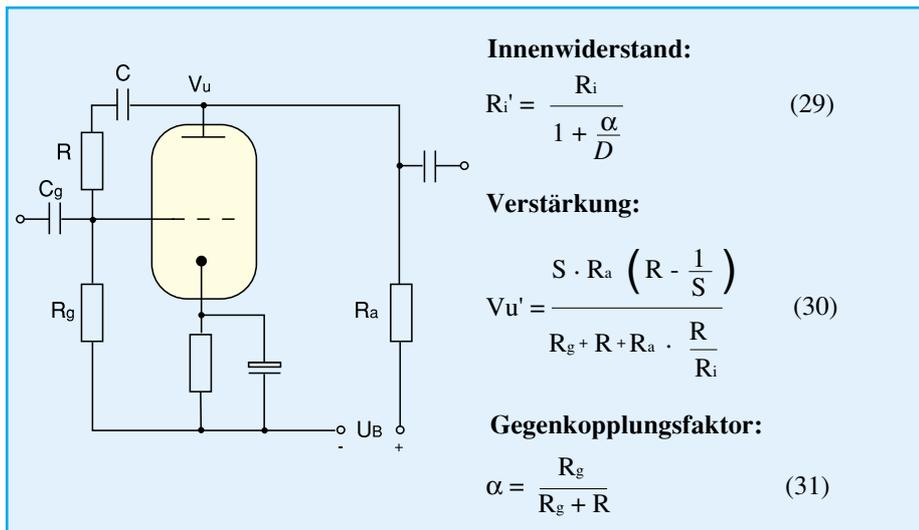
$$\alpha = \frac{U_g}{U_2} \quad (26)$$

Durch die Gegenkopplung sind die wichtigsten Eigenschaften der Gesamtschaltung in weiten Grenzen veränderbar:

- die **Verstärkung** (V) ohne Gegenkopplung sinkt auf den Wert mit Gegenkopplung:

$$V' = \frac{V}{1 + \alpha V} \quad (27)$$

- die **nichtlinearen Verzerrungen** der Schaltung (k) ohne Gegenkopplung



Innenwiderstand:

$$R_i' = \frac{R_i}{1 + \frac{\alpha}{D}} \quad (29)$$

Verstärkung:

$$V_{u'} = \frac{S \cdot R_a \left(R - \frac{1}{S} \right)}{R_g + R + R_a \cdot \frac{R}{R_i}} \quad (30)$$

Gegenkopplungsfaktor:

$$\alpha = \frac{R_g}{R_g + R} \quad (31)$$

Bild 24: Einfache Spannungsgegenkopplung von der Anode auf das Gitter

werden auf den Wert mit Gegenkopplung wie folgt reduziert:

$$k' = \frac{k}{1 + \alpha V} \quad (28)$$

- Die Gegenkopplung der Schaltung beeinflusst auch die **Eingangs- und Innenwiderstände** in weiten Grenzen, da die Röhrenkennwerte S , D und R_i eine Funktion der Gegenkopplung sind.

So wird beispielsweise bei der Spannungsgegenkopplung R_i verringert und D vergrößert, während S konstant bleibt. Bei der Stromgegenkopplung dagegen wird R_i vergrößert und S verringert. D bleibt hier konstant.

Durch geeignete Dimensionierung der Gegenkopplung sind z. B. Pentodendaten, konkret deren nichtlineare Verzerrungen, denen der Triode anzunähern oder Eingangs- und Ausgangswiderstände der Schaltung sind dem Zweck der Schaltung

anpaßbar.

Besondere Bedeutung hat die Verringerung der mit zunehmender Aussteuerung wachsenden nichtlinearen Verzerrungen durch eine Gegenkopplung.

Führt man die Gegenkopplung frequenzabhängig aus, kann man so den Frequenzgang eines Verstärkers beeinflussen, wie wir schon im Schaltungsbeispiel in Abbildung 21 sehen konnten. Man erhält so Klangregelglieder, die fest wie im Entzerrvorverstärker oder einstellbar („Klangregelung“) ausgeführt sein können.

Diese wenigen Beispiele zeigen sehr deutlich die Bedeutung einer sorgfältig dimensionierten Gegenkopplung auf, deshalb wollen wir die einzelnen Varianten in der Folge näher betrachten und praktisch dimensionieren.

Gegenkopplungsschaltungen

Abbildung 24 zeigt die einfachste Versi-

on der Spannungsgegenkopplung. Durch die Widerstände R und R_g (der gleichzeitig Gitterableitwiderstand ist), wird eine Teilung der Ausgangsspannung realisiert. Der Gegenkopplungsgrad ist durch das Widerstandsverhältnis festgelegt.

Der Kondensator C dient der Abtrennung der Anodengleichspannung. Wählt man seine Größe so, daß sein kapazitiver Widerstand im interessierenden Frequenzbereich nicht mehr gering gegen den Widerstand R ist, wird die Gegenkopplung frequenzabhängig. Es kommt zur Anhebung der tiefen Frequenzen. Die Kennwerte für R_i' , $V_{u'}$ und α ergeben sich aus den Formeln (29, 30 und 31) in Abbildung 24.

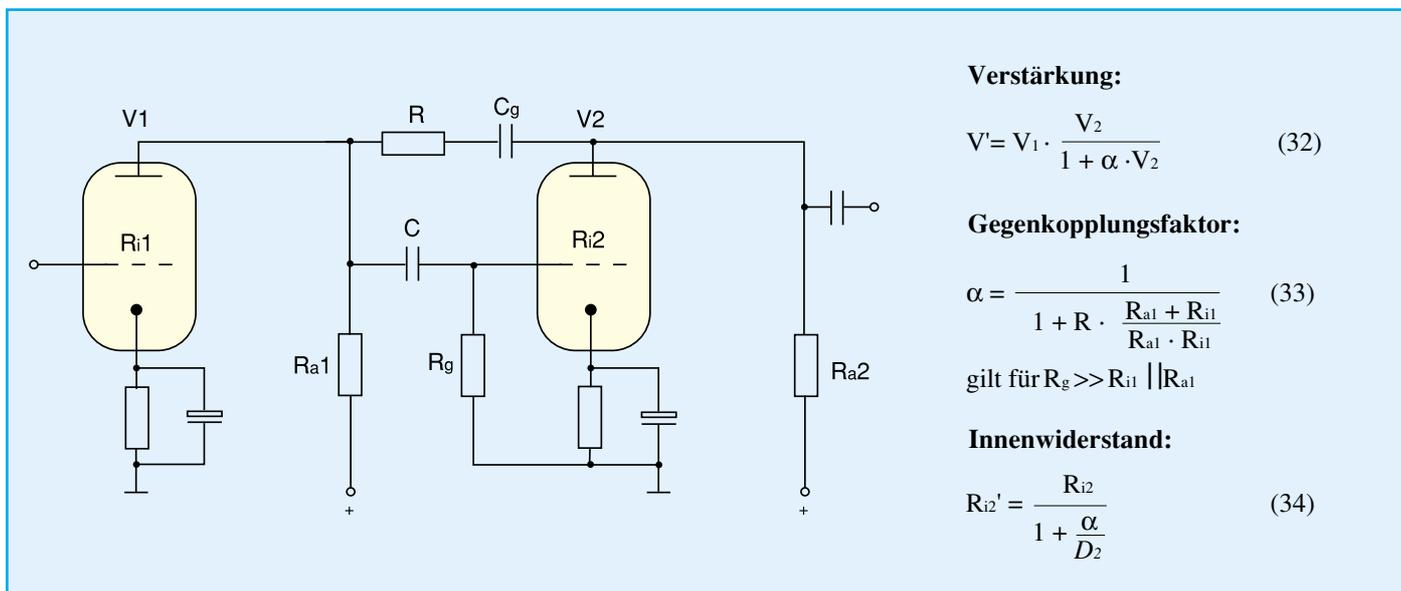
Die Spannungsgegenkopplung zweier Röhrensysteme (Anode auf die Anode der vorhergehenden Stufe) ist in Abbildung 25 zu sehen. Die Wirkungsweise ist ähnlich der einfachen Spannungsgegenkopplung in Abbildung 24. Der Unterschied zu dieser Schaltung besteht jedoch darin, daß sich der masseseitige Teilerwiderstand wie folgt zusammensetzt:

$$R = R_i \parallel R_a \parallel R_g \quad (\text{wenn gilt: } R_{Cg} \ll R_g)$$

Die entsprechenden Berechnungsgrundlagen für die Verstärkung, den Gegenkopplungsfaktor und den Innenwiderstand der Schaltung finden Sie in Abbildung 25.

Zu beachten ist hier, daß der Außenwiderstand der ersten Röhre (R_{a1}) verkleinert wird, wodurch sich die Aussteuerfähigkeit zwar verringert, die Verzerrungen aber ebenfalls.

Ein Beispiel für die stark verbreitete kombinierte Spannungs-/Stromgegenkopplung zweier Röhrenstufen zeigt Abbildung 26 neben den zugehörigen Formeln zur Berechnung des Verstärkungsfaktors. Hier erfolgt eine Spannungsgegenkopplung von der Anode in den Katenkreis der Vorröhre, wobei die Vorröhre



Verstärkung:

$$V' = V_1 \cdot \frac{V_2}{1 + \alpha \cdot V_2} \quad (32)$$

Gegenkopplungsfaktor:

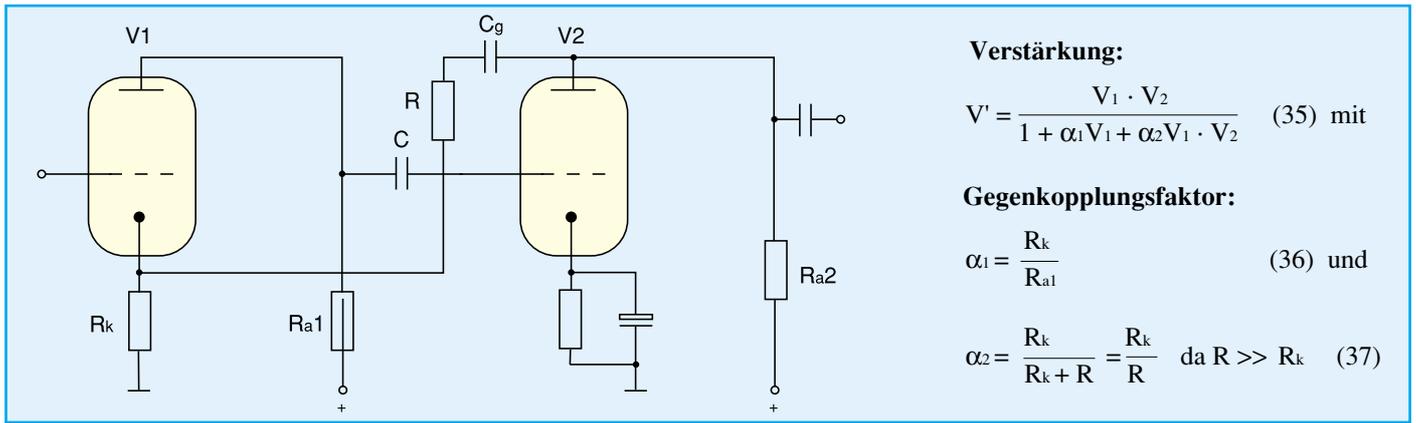
$$\alpha = \frac{1}{1 + R \cdot \frac{R_{a1} + R_{i1}}{R_{a1} \cdot R_{i1}}} \quad (33)$$

gilt für $R_g \gg R_{i1} \parallel R_{a1}$

Innenwiderstand:

$$R_{i2}' = \frac{R_{i2}}{1 + \frac{\alpha}{D_2}} \quad (34)$$

Bild 25: Spannungsgegenkopplung zweier Röhrenstufen (Anode auf Anode der vorhergehenden Stufe)



Verstärkung:

$$V' = \frac{V_1 \cdot V_2}{1 + \alpha_1 V_1 + \alpha_2 V_1 \cdot V_2} \quad (35) \text{ mit}$$

Gegenkopplungsfaktor:

$$\alpha_1 = \frac{R_k}{R_{a1}} \quad (36) \text{ und}$$

$$\alpha_2 = \frac{R_k}{R_k + R} = \frac{R_k}{R} \quad \text{da } R \gg R_k \quad (37)$$

Bild 26: Gegenkopplung über mehrere Stufen (von der Anode in den Katodenkreis der Vorröhre)

zusätzlich stromgegenggekoppelt ist (siehe dazu auch Abbildung 27). Auch hier gilt, daß die Gegenkopplung frequenzabhängig wird, falls der kapazitive Widerstand des Kondensators C_g für die Betriebsfrequenz nicht mehr klein gegenüber R ist.

In Abbildung 27 ist nochmals das Beispiel für die Stromgegengkopplung einer einzelnen Röhre zu sehen. Die am Widerstand R_k (oberer Bildteil) bei Aussteuerung entstehende Wechselspannung ist mit der Eingangswechselspannung gegenphasig in Reihe geschaltet und proportional dem durch R_k fließenden Wechselstrom. Die Verstärkung der Stufe ist

$$V' = \frac{V}{1 + \alpha_i V} \quad (38) \text{ mit}$$

$$\alpha_i = \frac{U_{Rk}}{U_{Ra}} = \frac{R_k}{R_a} \quad (39),$$

da beide Widerstände vom gleichen Strom durchflossen werden.

Ein Spezialfall der Schaltung ergibt sich, wenn $R_k = R_a$ gewählt wird. Dann gilt

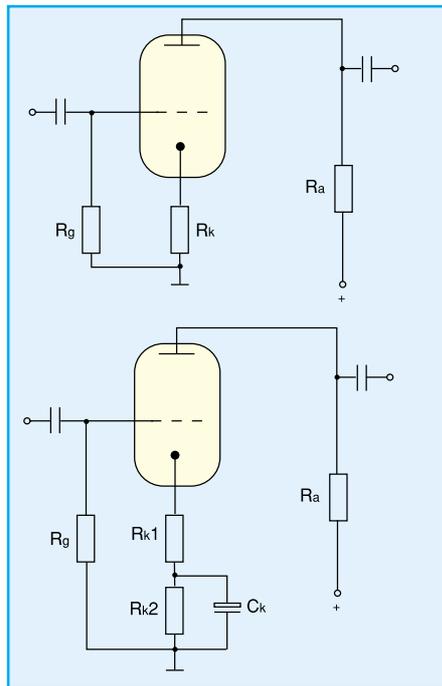


Bild 27: Zwei Varianten der Stromgegengkopplung

$$V' = \frac{V}{1 + V} = \frac{1}{\frac{1}{V} + 1} \quad (40)$$

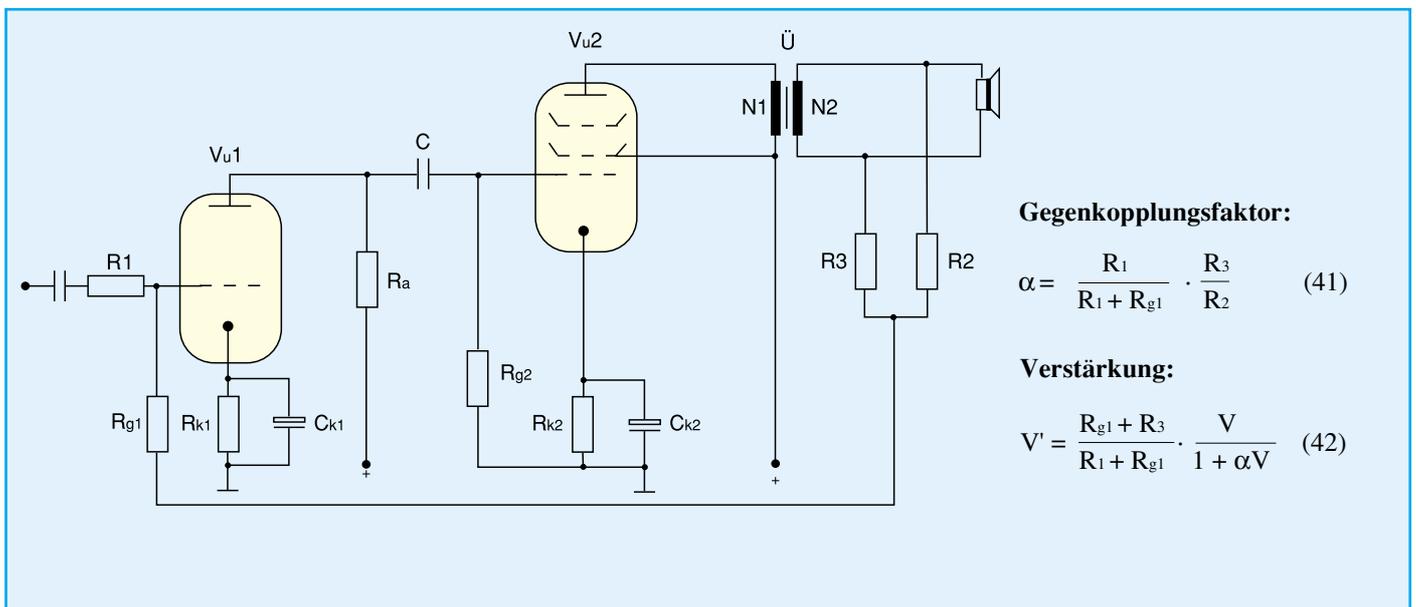
Für $V \gg 1$ nähert sich die Verstärkung V' dem Wert 1, und an R_a und R_k treten gleich große, gegenphasige Spannungen auf. Dieses Schaltungsprinzip finden wir oft als Phasenumkehrstufe zur Ansteuerung von Gegentaktendstufen wieder.

Im unteren Teil von Abbildung 27 stellen sich die gleichen Verhältnisse wie zuvor besprochen ein, jedoch ist der Widerstand der Katodenleitung in R_{k1} und R_{k2} aufgeteilt. Das läßt eine automatische Gitterspannungserzeugung zu:

$$U_g = (R_{k1} + R_{k2}) \cdot I_a$$

Für die Gegenkopplung ist nur der Widerstand R_{k1} von Bedeutung, da R_{k2} durch C_{k2} wechsellspannungsmäßig kurzgeschlossen ist und daher an ihm keine Gegenwechselspannung entstehen kann.

Eine in Niederfrequenzverstärkern in unterschiedlichen Dimensionierungen immer wiederzufindende Variante der Ge-



Gegenkopplungsfaktor:

$$\alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_{g1}} \cdot \frac{R_3}{R_2} \quad (41)$$

Verstärkung:

$$V' = \frac{R_{g1} + R_3}{R_1 + R_{g1}} \cdot \frac{V}{1 + \alpha V} \quad (42)$$

Bild 28: Gegenkopplung „über alles“ von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers auf den Eingang der Vorstufe.

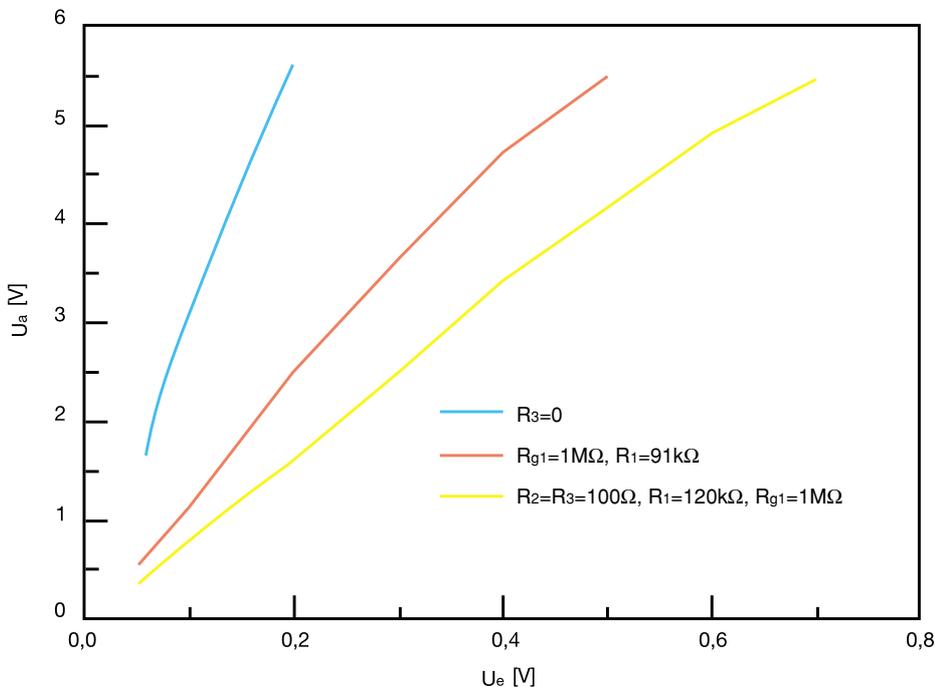
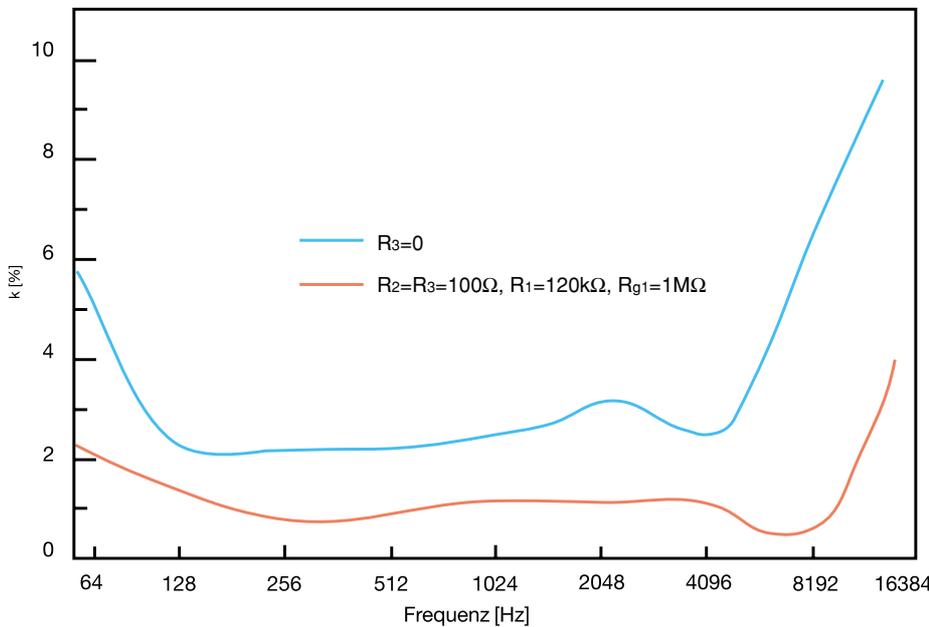
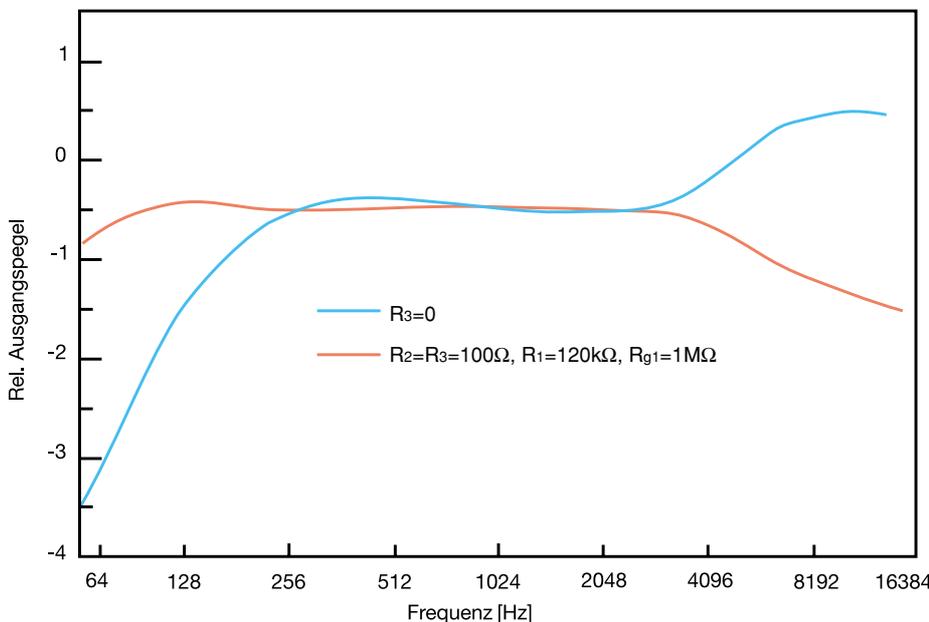


Bild 29: Gegenkopplung „über alles“ von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers auf den Eingang der Vorstufe.



**Bild 30 (oben): Der Klirrfaktorverlauf der Schaltung nach Bild 28 bei konstanter Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Übertragungsfrequenz
Bild 31 (unten): Relativer Ausgangspegel als Funktion der Eingangsfrequenz bei konstanter Eingangsspannung**



genkopplung ist die „Gegenkopplung über alles“, d. h., wie in Abbildung 28 dargestellt, von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers auf den Eingang der Vorstufenröhre. Diese Schaltung wird hauptsächlich zur Reduzierung der nichtlinearen Verzerrungen der Leistungsverstärkerstufe und, wenn die Gegenkopplung zusätzlich frequenzabhängig gestaltet wird, zur Linearisierung des Frequenzgangs eingesetzt.

Eine weitere, weitverbreitete Schaltungsvariante dieser Gegenkopplungsart besteht darin, daß die Gegenkopplungsspannung unter Weglassen des Kondensators C_{k1} auf die Katode der Vorröhre erfolgt. Diese Version entspricht der in Abbildung 26 dargestellten, nur die Quelle der Gegenkopplungsspannung ist eine andere.

Vor allem die Senkung des Klirrfaktors einer Röhrendstufe ist eine der Hauptaufgaben der Gegenkopplung. Gelingt hier eine exakte Dimensionierung, so ist der spätere Hörerfolg sicher.

Ergebnisse ...

Die Diagramme der Abbildungen 29 bis 31 zeigen für eine praktisch ausgeführte Schaltung nach Abbildung 28 die Abhängigkeit der nichtlinearen Verzerrungen, des Frequenzgangs und der benötigten Eingangsspannung für verschiedene Ausgangsleistungen vom Gegenkopplungsfaktor. Hier kann man sehr anschaulich den Einfluß unterschiedlicher Schaltungsdimensionierungen nachvollziehen und deutlich sehen, wie wichtig und wirkungsvoll die Schaltungsmaßnahme Gegenkopplung gerade im Bereich der NF-Verstärkung für die exakte Funktion der Schaltung ist.

Deshalb sollte man gerade diesem Schaltungsdetail, neben der Arbeitspunkteinstellung, besondere Aufmerksamkeit widmen.

Einige traditionelle Hersteller von Röhrenverstärkern wie Marshall, Laney, Orange haben in der Vergangenheit diese Kunst der Schaltungsdimensionierung zu einer wahren Blüte getrieben, so daß ganz bestimmte Soundlinien, z. B. bei Gitarrenverstärkern, kreiert werden konnten, deren Entstehung das wohl bestgehütete Geheimnis der Branche ist.

Denn nicht umsonst bevorzugten bzw. bevorzugten solche große Gitarristen wie Jimi Hendrix, John Lee Hooker, Keith Richards und auch technische Perfektionisten wie Pink Floyd oder Dire Straites und andere ganz bestimmte Marken und Konfigurationen ihrer Röhren-Bühnenverstärker.

Im fünften Teil unserer Artikelserie unternehmen wir einen interessanten Exkurs durch die praktischen Anwendungen der Röhren in der HF-Technik von der Empfängervorstufe bis zur Senderendstufe. **ELV**



1000MHz-Hochfrequenz-generator HFG 9000 Teil 6

Die ausführliche Beschreibung des Nachbaus dieses innovativen Hochfrequenz-Generators lesen Sie im vorliegenden sowie folgenden Teil dieser Artikelserie.

Nachbau

Die Schaltung des 1000MHz-Hochfrequenzgenerators HFG 9000 ist recht umfangreich, und somit ist es notwendig, diese auf drei doppelseitige Platinen aufzuteilen. Dies gewährleistet eine gute Trennung der empfindlichen Signalerzeugung und des Signalweges von Netzteil einerseits und Digitalteil andererseits und verhindert so eine gegenseitige Beeinflussung dieser Schaltungsteile.

Die 337 mm x 188 mm große Basisplatine umfaßt nur die Schaltungsteile, die für die Signalerzeugung und Signalbearbeitung verantwortlich sind. Auf der 337 mm x 80 mm messenden Frontplatine sind die Anzeigeelemente und Bedientasten untergebracht sowie der AD-Wandler, der damit in unmittelbarer Nähe der Potentiometer angeordnet ist. Die Zusatzplatine mit den Maßen 114 mm x 183 mm trägt das Netzteil sowie den überwiegenden Teil des Digitalteiles.

Diese strikte Trennung des Analogteiles von Digital- und Netzteil gewährleistet die gute Ausgangssignalqualität und minimiert die gegenseitigen Beeinflussungen. Um die Leitungslänge der digitalen Steuerleitungen auf der Basisplatine so klein wie möglich zu halten, werden alle Verbindungsleitungen zur Zusatzplatine auf kürzestem Weg über Flachbandleitungen geführt.

Alle drei Platinen sind als doppelseitige, durchkontaktierte Platinen ausgeführt, was insbesondere im HF-Teil des Generators unumgänglich ist. Ein Großteil der Entwicklungsarbeit steckt dabei in der Ausar-

beitung und Umsetzung der Design-Regeln für das HF-Teil des Generators. Hier ist eine optimierte Leiterbahnführung notwendig, um eine möglichst gute Signalführung zu erreichen, etwaige Unzulänglichkeiten im Layout würden sich sofort negativ auf die Signalqualität auswirken.

Die Entwicklung von Geräten zur Verarbeitung von Signalen bis über 1 GHz erfordert u. a. besondere Kenntnisse in der Leiterbahnführung und der Bauteilpositionierung. In den digitalen Schaltungsteilen wird mit Hilfe von großen Masseflächen ein gutes Verhalten in bezug auf die elektromagnetische Verträglichkeit erreicht.

Aufgrund des Umfangs des Projektes HFG 9000 haben wir den Nachbau aufgeteilt. Im vorliegenden Teil der Artikelserie beschreiben wir zunächst den Aufbau der Frontplatine und der Zusatzplatine. Beim Aufbau der Leiterplatten sollte besonders sorgfältig vorgegangen werden, da eine etwaige Fehlersuche aufwendig ist. In diesem Zusammenhang empfiehlt es sich, die vorliegende Bauanleitung komplett durchzulesen, bevor mit dem Aufbau begonnen wird.

Aufbau der Frontplatine

Die Bestückung der Frontplatine erfolgt anhand des Bestückungsdruckes und der Stückliste, wobei auch das in Abbildung 10 dargestellte Platinenfoto hilfreiche Zusatzinformationen liefern kann. Die Frontplatine ist sehr übersichtlich aufgebaut, wodurch beim Nachbau keine Probleme auftreten dürften.

Wir beginnen die Bestückungsarbeiten mit dem Einbau der SMD-Kondensatoren, die, wie alle SMD-Bauteile des HFG 9000,

auf der Bestückungsseite eingelötet werden müssen.

Anschließend werden die bedrahteten Bauteile bestückt. Dabei sind zuerst die niederen Bauteile wie Widerstände und Dioden einzubauen, wobei beim Einbau der Dioden auf die richtige Polarität zu achten ist. Alsdann können die bedrahteten Kondensatoren bestückt werden. Die Elektrolyt-Kondensatoren C 536 und C 537 sind unter Beachtung der richtigen Polarität in liegender Position einzusetzen.

Danach sind die sechs 7-Segment-Anzeigen und die Leuchtdioden zu bestücken. Beim Einbau der LEDs ist darauf zu achten, daß der Abstand zwischen Diodenkörperspitze und Leiterplatte genau 7,5 mm beträgt. Dies entspricht der Einbauhöhe einer 7-Segment-Anzeige. Beim Einbau von D 505, die als 2 x 5 mm Rechteck-LED ausgeführt ist, muß darauf geachtet werden, daß der Diodenkörper auf der Platine aufliegt.

Anschließend werden die ICs und Transistoren bestückt, dabei ist unbedingt auf die richtige Einbaulage zu achten. Als Orientierungshilfe beim Einbau der ICs dient die Gehäusekerbe am IC, die genau mit dem Symbol im Bestückungsdruck übereinstimmen muß. Die Transistoren sind so tief einzusetzen, daß deren max. Einbauhöhe 7 mm nicht überschreitet.

Danach können die Bedienelemente eingesetzt werden. Vor dem Einbau der Potentiometer sind zuerst die 10 Miniatur-Drucktaster zu bestücken. Anschließend werden die Anschlußpins der beiden Einstellpotentiometer scharfkantig zur Potentiometerachse hin umgebogen und dann von der Rückseite her durch die Leiterplatte

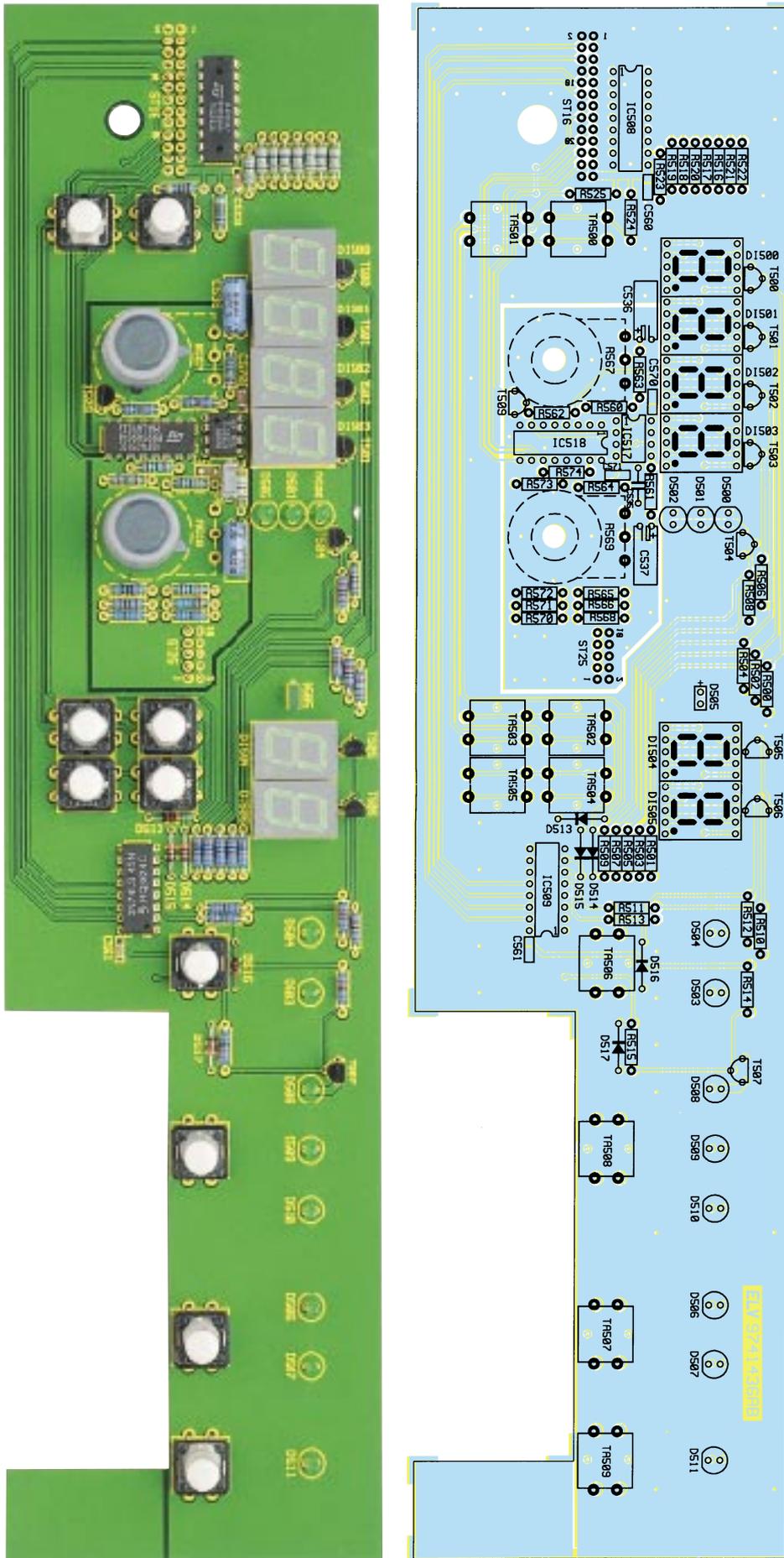


Bild 10: Bestückungsplan und Platinenfoto der Frontplatte
(Originalgröße: 337 x 80 mm)

eingesteckt, festgeschraubt und angelötet.

Abschließend sind noch die beiden zweireihigen Stiftleisten zu bestücken. Diese werden vorher auf die benötigte Pinanzahl, 2 x 13 Pins für ST 16 und 2 x 5 Pins für ST 25, gekürzt, von der Lötseite (!) eingesteckt und dann auf der Bestückungsseite verlötet. Nachdem die Frontplatte nun fertig aufgebaut ist, wenden wir uns der Bestückung der Zusatzplatine zu.

Aufbau der Zusatzplatine

Die Zusatzplatine trägt neben dem Netzteil große Teile des Digitalteiles. Analog zum Aufbau der Frontplatte gehen wir auch bei der Bestückung der Zusatzplatine des HFG 9000 nach der Stückliste und dem Bestückungsplan vor, wobei das in Abbildung 11 dargestellte Leiterplattenfoto hilfreich sein kann.

Wir beginnen auch hier mit dem Einlöten der SMD-Kondensatoren. Danach werden die Widerstände, die Dioden und die übrigen Kondensatoren in angegebener Reihenfolge bestückt. Beim Einbau der Dioden und des Widerstandsarrays R 528 ist die richtige Polung unbedingt sicherzustellen. Das Widerstandsarray muß so eingesetzt werden, daß der Punkt auf dem Bauteil, der als Pin 1-Markierung gilt, mit der Markierung im Bestückungsdruck übereinstimmt.

Als dann werden die Lötstifte mit Öse, die zum Anschluß der Trafowicklungen dienen, in die entsprechenden Bohrungen der Anschlußpunkte ST 3 bis ST 10 eingesetzt und anschließend verlötet. Vor dem Bestücken der Elektrolyt-Kondensatoren, sollten die ICs eingebaut werden.

Dazu sind zuerst die Digital-ICs in der DIP14- und DIP16-Gehäusebauform unter Beachtung der richtigen Einbaulage zu bestücken. Auch hier gibt der Bestückungsdruck eine Orientierungshilfe, genauso wie beim folgenden Einbau des 40poligen IC-Sockels für den Prozessor IC 500 und der Spannungsregler-ICs IC 700 bis IC 707. Dabei ist bei der Montage der Spannungsregler auf die richtige Einbauhöhe zu achten. Die Spannungsregler sind so einzusetzen, daß sich ein Abstand von 18 mm zwischen der Platinenoberseite und der Mitte des Befestigungsloches des Reglers ergibt.

Nach dem Einbau des Quarzes Q 500 kann der Prozessor IC 500 unter Beachtung der Polarität in den Sockel eingesetzt werden. Auch beim nun folgenden Einbau der Elektrolyt-Kondensatoren ist die richtige Polung sicherzustellen.

Nachdem die wesentlichen Bestückungsarbeiten auf der Zusatzplatine abgeschlossen sind, sind die Flachbandleitungs-Verbindungen für den Aufbau vorzubereiten. Die 14polige Flachbandleitung muß vor der Montage der Steckverbinder auf die

Stückliste: Hochfrequenz-Generator HFG 9000 (Digital-, Netz- und Frontteil)

Widerstände:

47Ω R516-R523, R561
 100Ω R572
 270Ω R700
 1kΩ R501, R503, R505, R507,
 R509, R511, R513, R515, R560
 1,5kΩ R701
 2,2kΩ R500, R502, R504, R506,
 R508, R510, R512, R514, R571
 4,7kΩ R524, R525, R702
 5,6kΩ R566, R568, R570
 10kΩ R562
 150kΩ R563-R565, R573, R574
 220kΩ R526, R527
 Array, 4,7kΩ R528
 Poti, 6 mm, 2,2kΩ R567, R569

Kondensatoren:

33pF/ker C512, C513
 820pF/SMD C543, C546,
 C549, C552, C555, C558
 3,3nF/SMD C542, C545,
 C548, C551, C554, C557
 10nF C508
 47nF C535
 100nF/SMD C541, C544, C547,
 C550, C553, C556, C560,
 C561, C570, C571
 100nF/ker C711, C713, C715,
 C717, C718, C720, C721, C723,
 C725, C727, C728, C730, C731,
 C733, C735, C737, C738
 1µF/100V C537, C536
 2,2µF/63V C509
 10µF/25V C540, C712, C716,
 C719, C722, C726, C729,
 C732, C736

470µF/50V C734
 2200µF/40V C724
 4700µF/16V C710
 4700µF/35V C714

Halbleiter:

ELV9744 IC500
 74HC590 IC501, IC503
 74HC74 IC504, IC506
 74LS14 IC507
 ULN2803 IC508
 74LS145 IC509
 TL082 IC517
 CD4051 IC518
 74HC132 IC519
 7805 IC700, IC703
 7812 IC701
 7808 IC702
 7912 IC704
 7908 IC705
 7905 IC706
 LM317 IC707
 BC327 T500-T507
 BC548 T509
 1N4148 D512-D517
 1N4001 D700-D716
 LED, 3mm, grün D500-D504,
 D506-D511
 LED, 2x5mm, grün D505
 DJ700A, grün DI500-DI505

Sonstiges:

Quarz, 16MHz Q500
 Ringkerntrafo, 1 x 8V/0,7A,
 1 x 13V/1A, 1 x 13V/0,5A,
 1 x 28V/50mA TR1

Mini-Drucktaster,
 B3f-4050 TA500-TA509
 Leiterplattenverbinder, 10polig ST15
 Leiterplattenverbinder,
 14polig ST21-ST23
 Leiterplattenverbinder, 16polig ST24
 Leiterplattenverbinder, 26polig ST26
 Stiftleiste, 2 x 5polig ST25
 Stiftleiste, 2 x 13polig ST16
 1 Pfostenverbinder, 10polig
 3 Pfostenverbinder, 14polig
 1 Pfostenverbinder, 16polig
 1 Pfostenverbinder, 26polig
 10 Tastknöpfe, grau, 10 mm
 2 Drehknöpfe, 16 mm, grau
 2 Knopfkapfen, 16 mm, grau
 2 Pfeilscheiben, 16 mm, grau
 2 Madenschrauben
 1 Präzisions-IC-Fassung, 40polig
 5 Zylinderkopfschrauben, M3 x 8 mm
 5 Zylinderkopfschrauben,
 M4 x 16 mm
 5 Muttern, M3
 4 Muttern, M4
 4 U-Scheiben, M4
 5 Fächerscheiben, M4
 4 Distanzrollen, 5 mm, für M4
 4 Polyamid-Scheiben, 1,5 mm
 3 Isolierrippel
 3 Glimmerscheiben, TO 220
 2 Kabelbinder, 90mm
 8 Lötstifte mit Lötöse
 20 cm Flachbandleitung, 10polig
 99 cm Flachbandleitung, 14polig
 20 cm Flachbandleitung, 16polig
 20 cm Flachbandleitung, 26polig

richtigen Längen zugeschnitten werden. Es werden je ein 25 cm, 32 cm und 42 cm langes Leitungsstück für die Verbindung zwischen Zusatzplatine und Basisplatine benötigt. Die weiteren verwendeten Verbindungsleitungen sind bereits konfektioniert und weisen die richtigen Längen auf.

Einseitig wird auf die Flachbandleitungen ein Leiterplattenverbinder gequetscht, während das andere Ende mit einem Pfostenverbinder zu versehen ist. Bei der nun folgenden Konfektionierung der Kabel muß besonders sorgfältig vorgegangen werden, da ein nicht exakt montierter Stecker zu einem „Wackelkontakt“ führen kann oder einen „Dreher“ in der Pinbelegung zur Folge hat.

Zunächst montieren wir die Leiterplattenverbinder. Dazu ist die Flachbandleitung so in das Steckerunterteil zu legen, daß sich die rote Ader (=Pin 1-Markierung) der Flachbandleitung links befindet, während die Leitung nach unten herausgeführt wird. Dann ist das Steckeroberteil auf den Stecker aufzusetzen, wobei sich deren Pfeilmarkierung oberhalb der roten

Ader der Flachbandleitung befindet. Danach wird durch das Zusammenquetschen von Ober- und Unterteil der Leiterplattenverbinder endgültig am Kabel montiert, wobei darauf zu achten ist, daß die Anschlußbeine nicht beschädigt werden.

Zur Montage der Pfostenverbinder wird das jeweils noch offene Ende der Flachbandleitung so in das Steckerunterteil gelegt, daß sich die rote Ader der Leitung mit der Pfeilmarkierung am Stecker deckt. Durch das Aufquetschen des Steckeroberteiles wird dann auch die Montage dieser Stecker vollendet.

Alsdann können die entsprechenden Leiterplattenverbinder auf der Zusatzplatine bestückt werden. Hierbei ist die richtige Einbaulage zu beachten. Die rote Ader der Flachbandleitung bzw. die Markierung am entsprechenden Leiterplattenverbinder kennzeichnen dabei den Pin 1. Entsprechend müssen sich diese Markierungen und die Markierungen bzw. Beschriftungen im Bestückungsdruck decken.

Die 25cm lange 14polige Verbindungsleitung ist mit dem Leiterplattenverbinder

in die Bauteilposition ST 23 einzulöten, die 32 cm lange Leitung muß an ST 22 angeschlossen werden und die 42 cm lange 14polige Leitung ist in ST 21 zu befestigen. In die Bauteilposition ST 26 ist die 26polige Flachbandleitung einzulöten, während die 16polige Leitung in der Position von ST 24 zu befestigen ist. Die nun noch verbleibende 10polige Leitung wird später auf der Basisplatine bestückt.

Im letzten Arbeitsschritt folgt der Einbau des Ringkern-Netztransformators. Die-

Tabelle 1: Zuordnung der Trafo-Anschlußleitungen zu den Lötstützpunkten

Trafoleitung	Lötstützpunkt
gelb	ST1
gelb	ST2
rot	ST3
rot	ST4
schwarz	ST5
schwarz	ST6
violett	ST7
violett	ST8

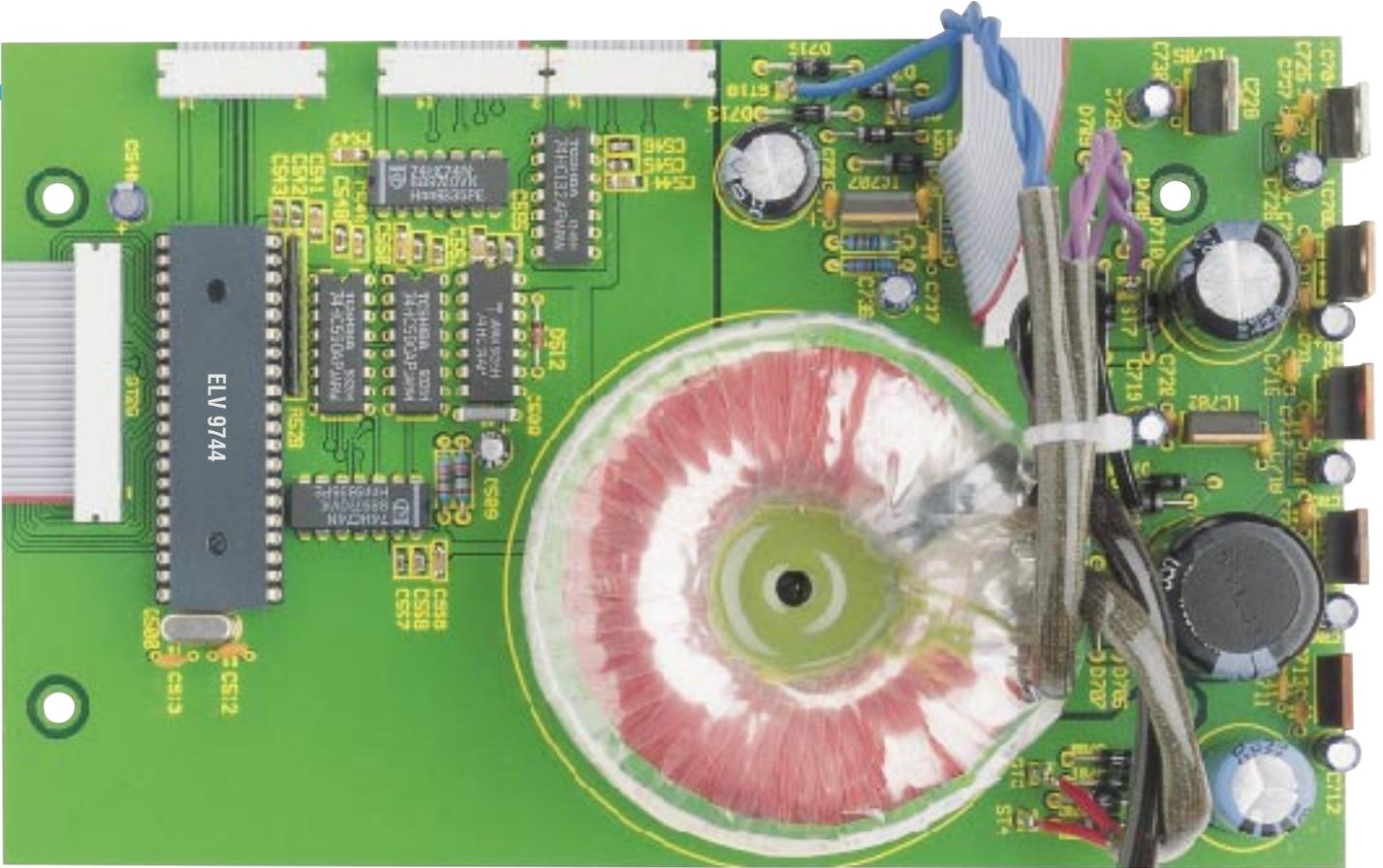
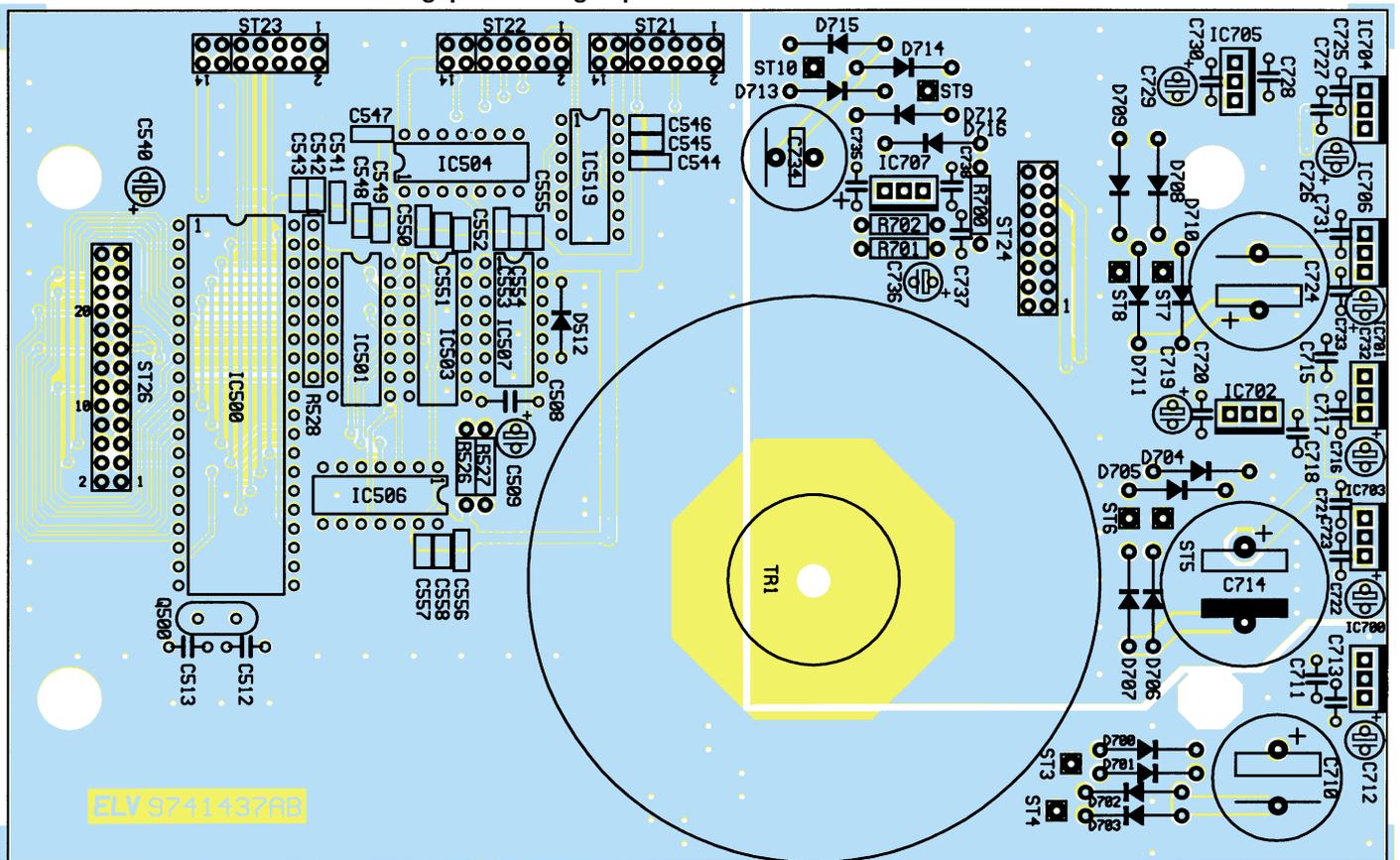


Bild 11: Platinenfoto und Bestückungsplan der Digitalplatine



ser wird mit der Zylinderkopfschraube M4 x 16 mm und passender Fächerscheibe so auf der Zusatzplatine positioniert, daß die Anschlußleitungen des Trafos zu den Spannungsreglern weisen.

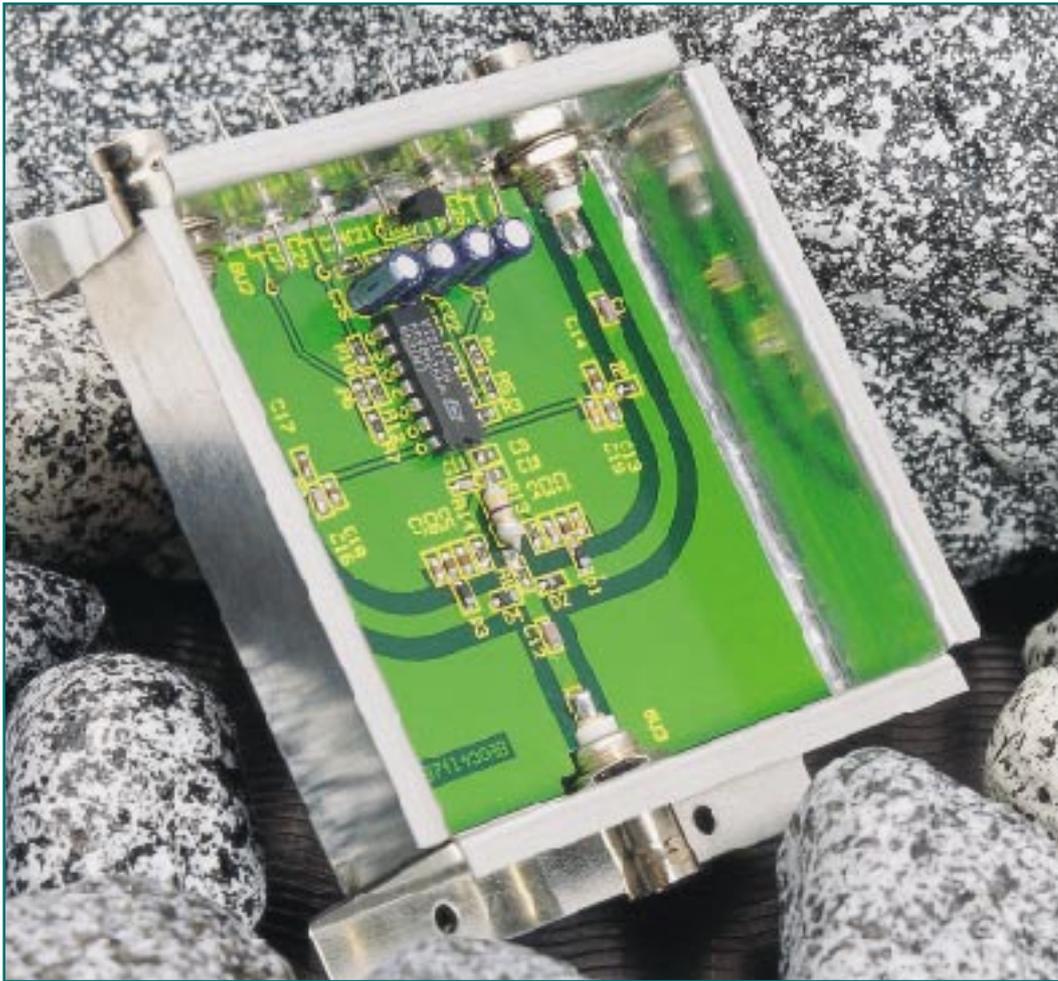
Im Anschluß daran werden die Anschlußleitungen des Netztransformators entsprechend gekürzt, abisoliert, verzinkt und angelötet. Die Zuordnung der Trafo-An-

schlußleitungen zu den Lötstützpunkten zeigt Tabelle 1. Die 230 V führende Primärwicklung (2 x gelb) wird später auf der Basisplatine angeschlossen und deshalb zunächst nicht weiter bearbeitet.

Die Sekundärwicklungen werden über die Lötstifte mit Öse an ST 3 bis ST 10 angeschlossen. Dazu sind die Anschlußleitungen zunächst jeweils durch die Boh-

rung der zugehörigen Lötöse zu stecken, umzuknicken und anschließend sorgfältig zu verlöten. Dann werden die Leitungen der Sekundärwicklungen mit den Kabelbindern fixiert.

Somit ist der Aufbau der Front- und Basisplatine abgeschlossen, und wir wenden uns im nächsten Teil dieser Artikelserie dem Aufbau der Basisplatine zu. **ELV**



PIN-Dioden-Umschalter SPDT 1800

Dieser universell einsetzbare PIN-Dioden-Umschalter (single-pole, double-throw) ermöglicht das Zusammenführen von zwei HF-Signalen auf einen gemeinsamen Ausgang oder das Umschalten eines HF-Signales auf verschiedene Ausgänge in einem weiten Frequenzbereich von 10 MHz bis 1,8 GHz. Die kompakte Schaltung benötigt nur eine Betriebsspannung und läßt sich elektronisch über TTL-kompatible Steuereingänge ansteuern oder mit Hilfe von separaten Schaltern von Hand bedienen.

Allgemeines

Die Umschaltung von analogen Signalen gehört zu den grundlegenden Aktivitäten in der Schaltungstechnik. Im NF-Bereich bis ca. 1 MHz steht dem Anwender ein recht breites Spektrum von unterschiedlichen Schaltelementen zur Verfügung. Je höher aber die zu schaltende Frequenz wird,

desto kleiner wird auch die Auswahl an geeigneten Schaltelementen.

Vor allem im Hochfrequenzbereich ab einigen MHz kommt der Auswahl des geeigneten Schaltelementes eine besondere Bedeutung zu, um gute Schaltresultate zu erzielen. Die Anforderungen an eine Schaltstufe sind im allgemeinen eine kleine Durchgangsdämpfung im aktiven (durchgeschalteten) Signalweg und eine große

Isolationsdämpfung für den nicht aktiven (abgeschalteten) Eingang über den gesamten definierten Frequenzbereich. Je nach Anwendungsfall wird mehr Wert auf eine große Isolation oder auf eine kleine Einfügungsdämpfung gelegt.

Die in der NF-Technik noch funktionsfähigen Schalterkonstruktionen sind in der Hochfrequenztechnik nicht mehr verwendbar. Hier muß auch für die simpelsten

Technische Daten:

Frequenzbereich .. 10MHz - 1,8GHz
max. Signalpegel: +13dBm
(1V_{eff} an 50 Ω)
Wellenwiderstand 50Ω
Durchgangsdämpfung:
≤ 1GHz : ≤ 2,5dB
f > 1GHz : ≤ 4dB
Isolationsdämpfung:
f < 100MHz : > 55dB
f < 500 MHz : > 40dB
f < 1GHz : > 30dB
f < 1,8GHz : > 20dB
Spannungsversorgung: 12V bis
24V DC
Stromaufnahme ca. 20mA
Anschlüsse:
HF : BNC-Buchsen
DC : Lötanschlüsse
Abmessungen: 110 x 94 mm

Schaltfunktionen ein korrekt aufgebautes und impedanzrichtiges Umschaltglied verwendet werden, da es sonst zu nicht unerheblichen Signalbeeinflussungen kommt.

Mit dem SPDT 1800 stellen wir dem Anwender einen Hochfrequenz-Umschalter zur Verfügung, der aufgrund seiner guten elektrischen Eigenschaften (siehe „Technische Daten“) und des kompakten mechanischen Aufbaus überall dort einsetzbar ist, wo Signale im Frequenzbereich 10 MHz bis 1800 MHz verarbeitet werden. So kann der in 50Ω-Technik aufgebaute PIN-Dioden Umschalter z. B. als Rx-Tx-Umschalter oder zur Signalumschaltung in Versuchsaufbauten dienen. Weiterhin sorgt seine universelle Ansteuerbarkeit für einen weiten Einsatzbereich (elektronisch mit TTL-Pegel-kompatiblen Signalen oder manuell durch separat anschließbare Low-Cost-Schalter).

Durch das vollständig geschlossene Abschirmgehäuse ist der SPDT 1800 sowohl zum nachträglichen Einbau in vorhandene Geräte geeignet als auch als separate, eigenständige Schaltung betreibbar.

Sollen mehr als zwei Signale verschaltet werden, so kann durch die Kombination mehrerer PIN-Dioden Umschalter ein dann erforderlicher Mehrfachumschalter (SPMT) realisiert werden.

Die in der HF-Technik gebräuchlichen Bezeichnungen für Schaltglieder wie SPST, SPDT, SPMT usw. ergeben sich aus den jeweiligen englischen Abkürzungen für die verschiedenen Schaltervarianten. Ein einpoliger Umschalter wird als SPDT (single-pole, double-throw), ein einfacher Ein-Aus-Schalter als SPST (single-pole, single-throw) und ein mehrfach Umschalter als SPMT (single-pole, multi-throw) bezeichnet.

PIN-Dioden

Für die Umschaltung von hochfrequenten Signalen gibt es nur wenige geeignete Bauelemente. Die Eigenschaften eines solchen Umschaltelementes sind im wesentlichen eine geringe Einfügungsdämpfung im eingeschalteten Zustand und eine hohe Übersprechdämpfung (Isolation) im ausgeschalteten Zustand.

Mit mechanischen Schaltern in Form von HF-Relais lassen sich diese Anforderungen über einen großen Frequenzbereich gut erfüllen. Diese speziellen Relais sind aber aufgrund ihres aufwendigen mechanischen Aufbaus recht teuer. Außerdem sind ihre Größe, der mechanische Verschleiß und die geringe Schaltgeschwindigkeit große Nachteile.

Ein elektronisches Schalten von HF-Signalen ermöglichen GaAs-Umschaltelemente und PIN-Dioden. In Systemen mit einer unteren Grenzfrequenz von ≥ 1 MHz und einer max. Signalfrequenz im unteren GHz-Bereich werden aufgrund des günstigeren Preises und der einfacheren Handhabung meist PIN-Dioden als HF-Schalter eingesetzt. Die Funktionsweise von PIN-Dioden wurde schon in vorherigen Artikeln ausführlich beschrieben (z. B. in „HF-PIN-Dioden-Abschwächer“ im „ELVjournal 5/95“) und soll uns daher nur kurz beschäftigen.

Eine PIN-Diode ist eine Silizium-Diode mit drei verschiedenen Dotierungszonen. Sie besteht aus einer jeweils hochdotierten P- und N-Zone und einer idealerweise undotierten eigenleitfähigen (Intrinsic) Zone. Aus diesem Aufbau ergibt sich auch der Name der PIN-Diode.

Unterhalb einer bestimmten Grenzfrequenz verhält sich die PIN-Diode wie eine normale Silizium-Diode. Oberhalb dieser

Grenzfrequenz, die i. a. im Bereich von 1 MHz bis 10 MHz liegt, kommen die charakteristischen Eigenschaften der PIN-Diode zum Tragen: Sie wird zum einstellbaren HF-Widerstand. Dieser Widerstand setzt sich aus verschiedenen Komponenten zusammen, kann vereinfacht jedoch mit einem einstellbaren ohmschen Widerstand verglichen werden, dessen Widerstandswert durch einen DC-Steuerstrom einstellbar ist. Der Einstellbereich des HF-Widerstandes erstreckt sich von kleiner 1Ω bis zu mehreren kΩ. Aufgrund dieses weiten Einstellbereiches läßt sich die PIN-Diode als HF-Schalter bzw. stromgesteuerter HF-Widerstand einsetzen.

Für eine PIN-Diode im Schalterbetrieb reduziert sich das sonst komplexe Ersatzschaltbild der Diode im Ein-Zustand, d. h. mit einem DC-Strom in Durchlaßrichtung, auf die Reihenschaltung des steuerbaren HF-Widerstandes r_s und der Längsinduktivität L , wobei sich die Auswirkung der Induktivität in dem hier betrachteten Frequenzbereich in Grenzen hält und man näherungsweise nur den HF-Widerstand betrachten darf.

Wird der Steuerstrom gleich Null, d. h. die Diode ist im gesperrten Zustand, wirkt die Parallelschaltung aus steuerbarem HF-Widerstand und Sperrschichtkapazität C_j . Mit steigender Frequenz vergrößert sich der Einfluß der parasitären Kapazität, und die Sperrwirkung der Diode für das HF-Signal läßt nach. Durch das Vorspannen der PIN-Diode in Sperrichtung verringert sich die wirksame Sperrschichtkapazität, sowie die Sperrwirkung der Diode wird verbessert. Für die Auswahl einer geeigneten PIN-Diode für den Schalterbetrieb sind kleiner HF-Widerstand im Durchlaßbetrieb und kleine Sperrschichtkapazität und großer HF-Widerstand im Sperrbetrieb besonders wichtig.

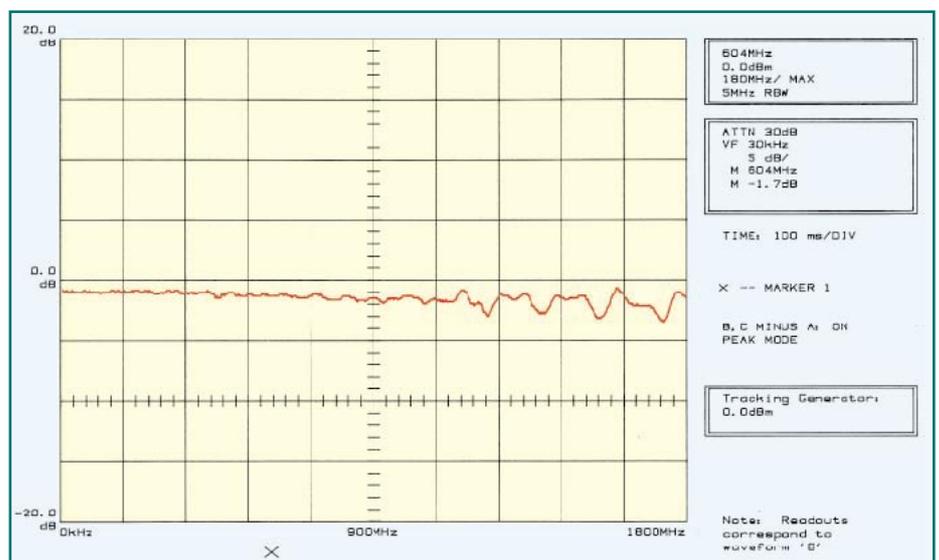


Bild 1: Durchgangsdämpfung des SPDT

974181301A

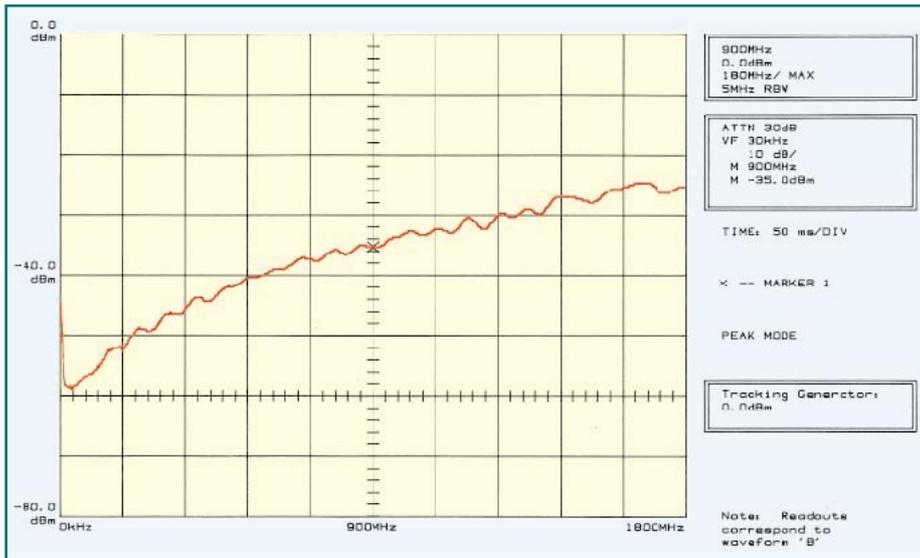


Bild 2: Isolationsdämpfung des SPDT

974181302A

PIN-Dioden-Schalter Grundschaltungen

Mit PIN-Dioden lassen sich im Prinzip sämtliche Schaltervarianten der NF-Technik auch im HF-Bereich realisieren. Die verschiedenen Schalterarten besitzen unterschiedliche Eigenschaften, die sich aber in der HF-Technik im Gegensatz zur NF-Technik stark auf das zu schaltende Signal auswirken können. Um den Einfluß einer PIN-Diode auf das zu schaltende Signal zu analysieren, betrachten wir zunächst einen einfachen Ein-Aus-Schalter (SPST).

Für einen solchen Schalter gibt es zwei Realisierungen: Schalter in Reihe mit der Last (series switch) und den Schalter parallel zur Last (shunt switch). Beide Schaltungen haben bei idealen Schaltern die gleiche Wirkung. Beim Einsatz von PIN-Dioden als Schaltelemente wirken sich deren parasitäre Eigenschaften in den Schaltungsvarianten aber unterschiedlich aus.

Mit einem Serien-Schalter (series switch) lassen sich relativ frequenzunabhängige Einfügungsdämpfungen im durchgesteuerten Zustand erreichen. Hier wirkt im Prinzip nur der kleine HF-Serienwiderstand der PIN-Diode. Im gesperrten Zustand wird dieser Widerstand hochohmig und das einlaufende HF-Signal so fast vollständig reflektiert (Reflexionsfaktor $\Gamma \approx +1$). Mit steigender Frequenz wirkt sich jedoch die parasitäre Sperrschichtkapazität C_j aus und überbrückt den HF-Widerstand, der Reflexionsfaktor verkleinert sich und die Isolationsdämpfung nimmt ab.

Mit einem Kurzschluß-Schalter (shunt switch) erreicht man dagegen eine relativ frequenzunabhängige Isolationsdämpfung. Im Aus-Zustand wird dabei das HF-Signal über den niederohmigen HF-Widerstand der durchgesteuerten PIN-Diode parallel

zur Last kurzgeschlossen, und der Reflexionsfaktor ergibt sich zu $\Gamma \approx -1$. Ist der Schalter nicht aktiv, d. h. die Diode im gesperrten Zustand, wird das HF-Signal bei höheren Frequenzen durch die parasitäre Kapazität der Diode nach Masse kurzgeschlossen. Der Reflexionsfaktor nähert sich in diesem Zustand auch dem Kurzschlußpunkt, und die Einfügungsdämpfung steigt.

Bei beiden vorgestellten Schaltungskonzepten wird im Aus-Zustand des PIN-Dioden-Schalters die einlaufende Welle reflektiert. Beim shunt switch erfolgt die Reflexion am Kurzschluß und beim series switch am Leerlauf. Daher werden diese Schaltungen auch reflektierende Schalter (reflective switch) genannt.

Die Reflexion der einlaufenden Leistung kann bei einigen speisenden Quellen zu Problemen führen. Dann müssen sogenannte absorbierende Schalter (matched switch) eingesetzt werden.

Dies kann so realisiert werden, indem z. B. die Pin-Diode in einem shunt switch nicht direkt an Masse geschaltet wird, sondern über den Systemwellenwiderstand Z_0 . Somit „sieht“ die speisende Quelle im Aus-Zustand weiterhin den Wellenwiderstand Z_0 .

Da die mit der series oder shunt switch Variante erreichbaren Dämpfungswerte für die Isolationsdämpfung mit steigender Frequenz schnell abnehmen, sind solche einfache Schaltungsrealisierungen nur bedingt einsetzbar. So verwendet man in den meisten Anwendungen eine Kombination beider Schaltungen, um die Isolationsdämpfung zu vergrößern. Eine mögliche Variante der Kombination von shunt und series switch wird im PIN-Dioden-Umschalter SPDT 1800 verwendet und ist im oberen Teil des Schaltbildes in Abbildung 3 dargestellt.

Hier bilden die PIN-Dioden D 1 und D 2

bzw. D 3 und D 4 jeweils ein Schaltglied mit hoher Isolationsdämpfung. Im Ein-Zustand des jeweiligen HF-Schalters sind die PIN-Dioden D 2 und D 4 durchgesteuert, während durch die Dioden D 1 und D 3 kein Steuerstrom fließt, so daß diese PIN-Dioden für die HF hochohmig sind.

Das in diesem Zustand wirksame Dämpfungsverhalten ist in Abbildung 1 dargestellt. Im Frequenzbereich bis 1 GHz erkennt man einen relativ linearen Verlauf mit einer max. Dämpfung von ca. 2,5 dB. Oberhalb von 1 GHz ergibt sich eine größere „Welligkeit“ des Dämpfungsverlaufes. Diese ist auf verschiedene Resonanzerscheinungen zurückzuführen, wobei die max. Dämpfung von 4 dB jedoch nicht überschritten wird.

Um das HF-Signal abzuschalten, wird der Steuerstrom durch D 2 und D 4 gleich Null, womit deren Isolationsdämpfung wirksam wird. Zusätzlich schalten die PIN-Dioden D 1 und D 3 das HF-Signal über die Blockkondensatoren C 2 bis C 7 nach Masse und erhöhen somit die Isolationsdämpfung. Die wirksame Dämpfung ist in Abbildung 2 dargestellt. Die Frequenzabhängigkeit der Isolationsdämpfung ergibt hier den für PIN-Dioden-Schalter charakteristischen Verlauf. Im Frequenzbereich bis 200 MHz wird eine Dämpfung von über 50 dB erreicht. Dieser Wert nimmt mit steigender Frequenz stetig ab, erreicht bei 1,8 GHz aber immerhin noch eine Isolation von über 20 dB.

Schaltung

Die gesamte Schaltung des PIN-Dioden-Umschalters ist in Abbildung 3 dargestellt. Die eigentlichen Schaltstufen bestehen aus den PIN-Dioden D 1, D 2 und D 3, D 4. Das Signal von den HF-Eingangsbuchsen BU 1 und BU 2 gelangt über die Koppelkondensatoren C 1 und C 8 auf die Schaltstufen. Je nachdem, welche Schaltstufe gesperrt bzw. durchgeschaltet ist, ist entweder der Signalweg von der Eingangsbuchse BU 1 zum Ausgang BU 3 oder von BU 2 nach BU 3 durchgeschaltet. Der gesamte Signalweg ist auf der Platine als 50Ω-Streifenleitung ausgeführt.

Die Ansteuerung der Schaltstufen erfolgt über die Steuereingänge „S 1“ für BU 1 und „S 2“ für die Buchse BU 2 mit Hilfe der jeweils zuständigen Komparatoren IC 1 A und IC 1 D. Steuerspannungen an S 1 bzw. S 2 von >2 V bis 5 V schalten den zugehörige HF-Eingang zum Ausgang durch, während bei Spannungen von 0 V bis 1,4 V der Signalweg zwischen den entsprechenden Buchsen unterbrochen wird. So ist die Ansteuerung des Umschalters über die Steuereingänge S 1 und S 2 mit Hilfe von TTL-Pegel-kompatiblen Steuersignalen möglich.

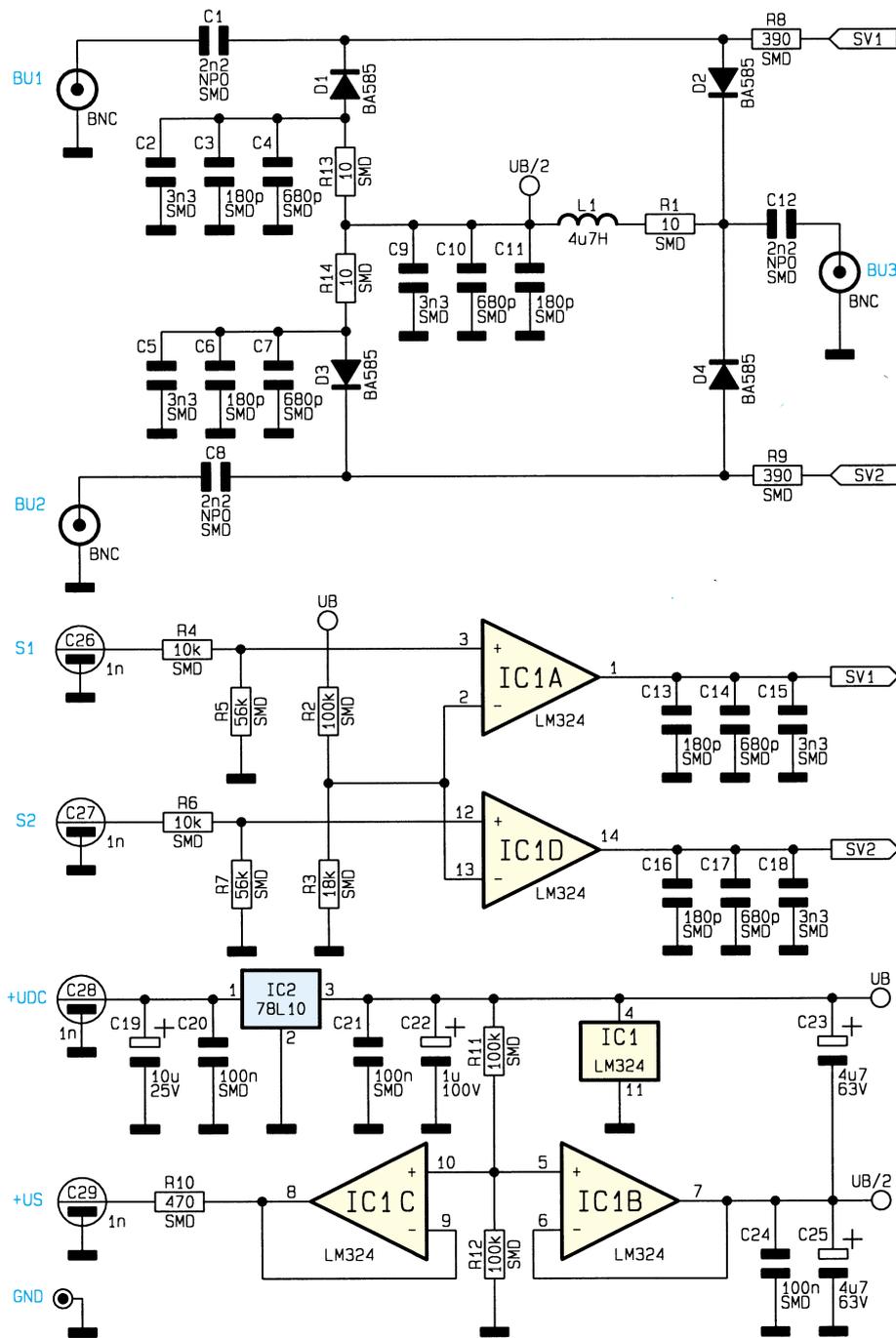


Bild 3: Schaltbild des PIN-Dioden-Umschalters

974181303A

Um aber auch eine einfache Bedienung von Hand zu ermöglichen, wird mit Hilfe von IC 1 C eine Speisespannung erzeugt, die am Ausgangspin „US“ zur Verfügung steht und direkt auf die Steuereingänge S 1 und S 2 gegeben werden darf. So ermöglicht ein einfacher Umschalter, der den jeweiligen Steuerpin S 1 oder S 2 zwischen US und Masse („GND“) umschaltet, eine Ansteuerung des SPDT 1800.

Die über den Anschluß „UDC“ zugeführte Betriebsspannung wird intern mit Hilfe des Spannungsreglers IC 2 auf 10 V stabilisiert. Um den PIN-Dioden-Umschalter mit einer einzigen Betriebsspannung betreiben zu können, ist es notwendig, mit dem Operationsverstärker IC 1 B und den

Widerständen R 11 und R 12 die Bezugsspannung „UB/2“ zu erzeugen.

Die Ansteuerung der Schaltstufen geschieht über die Operationsverstärker IC 1 A und IC 1 D, die als Komparator geschaltet sind. Ein Sperren der entsprechenden Schaltstufe aus D 1, D 2 oder D 3, D 4 wird mit einer Steuerspannung von ca. 1 V erreicht, während eine Steuerspannung von ca. 9 V an den Punkten „SV 1“ bzw. „SV 2“ den HF-Schalter in den Ein-Zustand versetzt.

Die Komparatoren treiben einen DC-Steuerstrom von ca. 7 mA über die Widerstände R 8 und R 9 durch die entsprechenden PIN-Dioden und bringen diese so in den niederohmigen Durchlaßzustand für

das anliegende HF-Signal. Außerdem wird durch den Spannungsfall an den durchgeschalteten Dioden die zugehörige gesperrte PIN-Diode mit einer negativen Vorspannung versehen, so daß sich ihre parasitäre Sperrschichtkapazität verringert.

Um eine gute Isolationsdämpfung zu erhalten, ist es äußerst wichtig, daß die Anoden der PIN-Dioden D 1 und D 3 HF-mäßig auf Massepotential liegen. Um dies über den gesamten Frequenzbereich von 10 MHz bis 1,8 GHz gewährleisten zu können, ist die gestaffelte Blockung mit C 2 bis C 7 notwendig.

Nachbau

Die gesamte Schaltung findet auf einer 81x 81 mm messenden doppelseitigen Platine Platz. Die Bestückung erfolgt anhand des Bestückungsdruckes und der Stückliste, wobei auch das abgebildete Platinenfoto hilfreiche Zusatzinformationen liefern kann. Die Schaltung ist zum größten Teil in SMD-Technik aufgebaut, was sich vor allem bei der Signalführung im HF-Bereich positiv auswirkt.

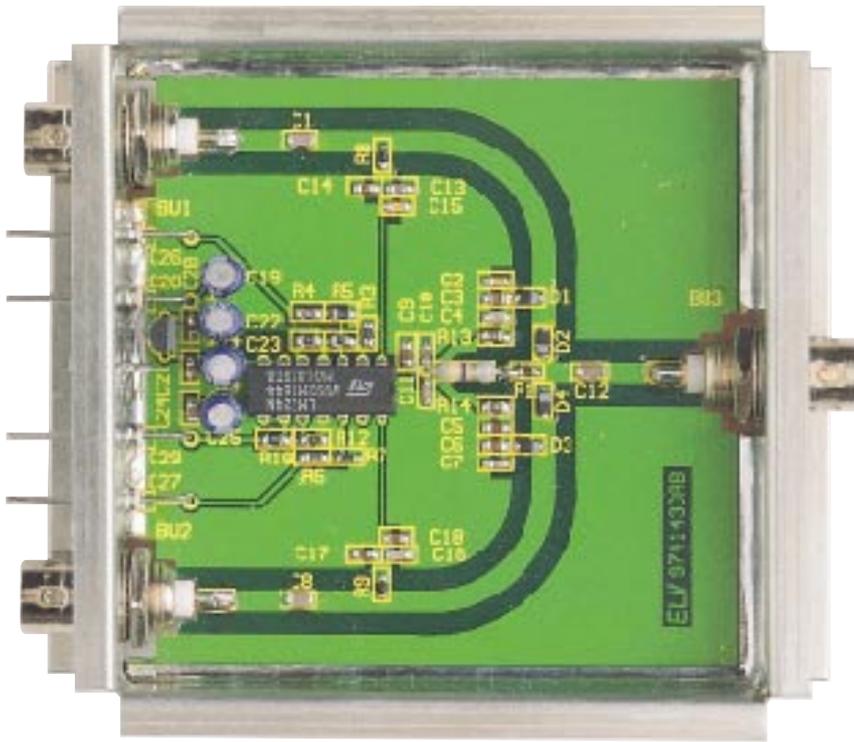
Da der PIN-Dioden-Umschalter bis in den GHz-Bereich arbeitet, muß beim Aufbau unbedingt auf einwandfreie Lötungen geachtet werden. Vor allem sollte man beim Einlöten der Bauteile darauf achten, daß die Durchkontaktierungen, die keine Bauteile aufnehmen, nicht mit Lötzinn „vollaufen“.

Wir beginnen bei der Bestückung mit dem Einbau der SMD-Kondensatoren und SMD-Widerstände. Als dann können die PIN-Dioden D 1 bis D 4 bestückt werden, wobei hier auf die richtige Polarität geachtet werden muß. Als Orientierungshilfe dient hierzu der Kathodenring des Bauteils, der mit der entsprechenden Markierung im Bestückungsdruck übereinstimmen muß. Anschließend werden die Elkos und die beiden ICs eingebaut, auch hier ist die richtige Einbaulage zu beachten.

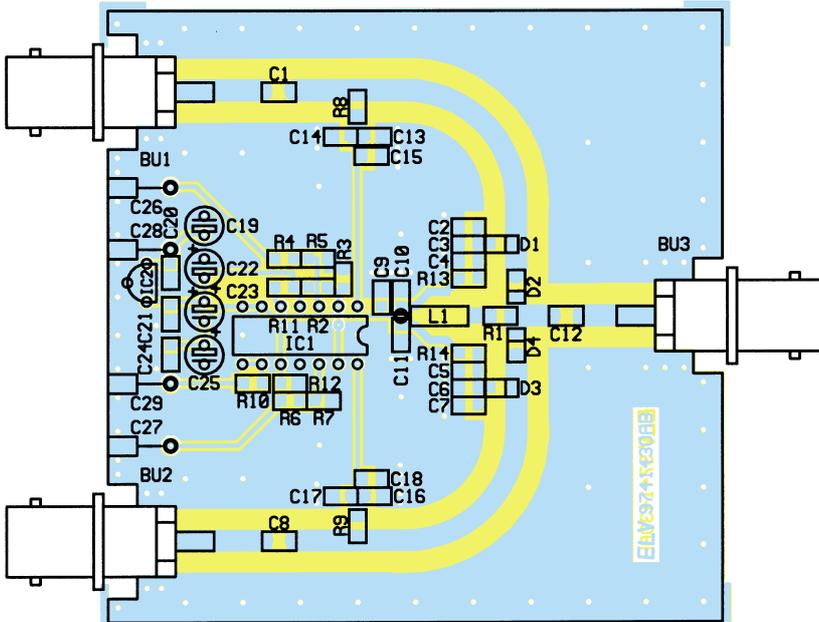
Beim Einbau der bedrahteten Drossel L 1 ergibt sich eine Besonderheit, da dieses Bauteil einseitig auf einem SMD-Pad anzulöten ist. Die Anschlußbeine der Drossel sind direkt am Drosselkörper um 90° abzuwinkeln, und ein Anschlußbein ist so zu kürzen, daß der Drosselkörper auf der Platine aufliegt und der gekürzte Anschluß das SMD-Lötpad berührt.

Ist die Bestückung der Platine soweit abgeschlossen, wird das Abschirmgehäuse für die Montage vorbereitet. Dazu sind zuerst die BNC-Buchsen in die entsprechenden Löcher der beiden Abschirmgehäuseeinteile einzuschrauben. (Hinweis: Die Seiten mit den bereits abgewinkelten Kanten stellen jeweils die Außenseiten des Abschirmgehäuses dar.)

Anschließend sind die 4 Durchführungs-



Oben: Ansicht der fertig aufgebauten Platine
Unten: Bestückungsplan der PIN-Diode



kondensatoren (Dukos) und der Lötstift mit Öse von außen in die dafür vorgesehenen Bohrungen zu stecken und auf der Innenseite sorgfältig mit dem Gehäuse zu verlöten. Alsdann können die Abschirmgehäuseteile an den perforierten Biegekanten um 90° abgewinkelt werden.

Da nun die Platine und das Abschirmgehäuse soweit fertiggestellt sind, kann die Endmontage erfolgen. Dazu sind die Anschlußdrähte der Durchführungskondensatoren auf der Gehäuseinnenseite in ca. 8 mm Abstand vom Abschirmgehäuse um 90° nach unten abzuwinkeln.

Es ist zuerst das Gehäuseteil mit den beiden BNC-Buchsen BU1 und BU2 zu befestigen. Dazu wird das Abschirmgehäuse so an die Platine gesetzt, daß die

Anschlußdrähte der Dukos in die entsprechenden Bohrungen fassen und die „heißen“ Anschlüsse (Mittenkontakte) der BNC-Buchsen plan auf der Platine aufliegen. Durch zwei Punktlötungen ist dann das Abschirmgehäuse provisorisch an der Platine zu befestigen. Danach wird das zweite Abschirmblech auf die gleiche Weise montiert.

Nachdem die wichtige ordnungsgemäße Einbaulage der BNC-Buchsen nochmals überprüft wurde, ist die Platine auf der Bestückungsseite rundherum mit dem Abschirmgehäuse unter Zugabe von reichlich Lötzinn zu verlöten. Anschließend werden die „heißen“ Anschlüsse der BNC-Buchsen und die Anschlußleitungen der Dukos sorgfältig angelötet. Nachdem der

Stückliste: PIN-Dioden-Umschalter

Widerstände:

10Ω/SMD	R1, R13, R14
390Ω/SMD	R8, R9
470Ω/SMD	R10
10kΩ/SMD	R4, R6
18kΩ/SMD	R3
56kΩ/SMD	R5, R7
100kΩ/SMD	R2, R11, R12

Kondensatoren:

180pF/SMD	C3, C6, C11, C13, C16
680pF/SMD	C4, C7, C10, C14, C17
2,2nF/NPO/SMD	C1, C8, C12
3,3nF/SMD ...	C2, C5, C9, C15, C18
100nF/SMD	C20, C21, C24
1µF/100V	C22
4,7µF/63V	C23, C25
10µF/25V	C19
Durchführungskondensator, 1nF	C26-C29

Halbleiter:

LM324	IC1
78L10	IC2
BA585	D1-D4

Sonstiges:

- Festinduktivität, 4,7µH
- BNC-Einbaubuchse
- 1 Lötstift mit Lötöse
- 1 Abschirmblech, komplett
- 34 cm Profilschiene für Abschirmgehäuse

Aufbau soweit fortgeschritten ist, sollte die Platine auf etwaige Bestückungsfehler und Lötzinnbrücken hin überprüft werden.

Abschließend ist noch der Abschirmgehäuse-Deckel zu befestigen. Dazu muß die Kunststoff-Profilschiene in zwei 80 mm und zwei 90 mm lange Stücke aufgeteilt werden. Die Befestigung des Deckels geschieht mit Hilfe der über die abgewinkelten Kanten der Seitenteile und das Deckelblech zu schiebenden Profilschienenstücke.

Somit ist der Nachbau abgeschlossen, und der PIN-Dioden-Umschalter kann in Betrieb genommen werden. Dazu muß am Versorgungsspannungsanschluß „UDC“ eine Spannung im Bereich von 12 V bis 24 V angelegt werden. Über eine entsprechende Ansteuerung der Steuereingänge „S 1“ und „S 2“ können dann die HF-Signale an den BNC-Buchsen mit diesem PIN-Dioden-Umschalter verarbeitet werden.



Schwerpunkt-Projekte

Sat-ZF-Generator

Erzeugt ein frequenzmoduliertes Test-Signal im Bereich der Satelliten-Zwischenfrequenz (1000 bis 1500 MHz). Somit kann die Funktion eines Satellitenreceivers auch ohne Antenne (Schüssel) überprüft werden. Zusätzlich besteht die Möglichkeit der externen Modulation durch z. B. einen Bildmuster-generator.

Hochfrequenz-Generator HFG 9000, Teil 7

Im siebten Teil der Artikelserie setzen wir die ausführliche Beschreibung des Nachbaus des 1000MHz-Hochfrequenz-Signalgenerators fort.

Blei-Gel-Ladegerät BGL 7000

Nur unter optimalen Ladebedingungen ist die maxi-

male Lebensdauer von Blei-Gel-Akkus erreichbar. Speziell zum Laden von hochwertigen Blei-Gel-Akkus mit 6V- und 12V-Nennspannung wurde dieses Ladegerät konzipiert. Mit dem BGL 7000 wird der angeschlossene Akku immer im voll geladenen Zustand gehalten und steht dann, wenn er benötigt wird, mit der vollen Leistung zur Verfügung.

Netzstörfilter im Stecker-Steckdosengehäuse

Die zunehmende Verunreinigung der Netzspannung führt bei vielen Geräten zu zum Teil nicht nachvollziehbaren Funktionsbeeinträchtigungen. So können z. B. auch PC-Abstürze auf eine stark verunreinigte Netzversorgungsspannung zurückzuführen sein. Eine wirksame Filterung, wie es dieses Netzstörfilter durchführt, verbessert die Betriebs-

icherheit von empfindlichen Geräten. Durch den kompakten Aufbau in einem praktischen Stecker-Steckdosengehäuse ist die Schaltung schnell und überall einsetzbar.

Netzfreeschalter

Viele Menschen schlafen jede Nacht in einem elektrischen Störfeld, wodurch das menschliche Wohlbefinden beeinträchtigt werden kann. Dieses Störfeld wird durch Kabel hervorgerufen, die z. B. unter dem Bett verlegt sind und auch nach dem Ausschalten der Nachttischlampe noch Spannung führen. Der neue Netzfreeschalter ist einfach zu installierenden Stecker-Steckdosengehäuse schaltet die Netzwechselfrequenz und somit auch das Störfeld direkt an der Steckdose ab, sobald kein Verbraucher mehr aktiv ist.

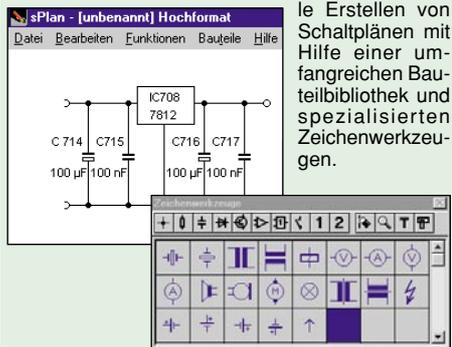
PC-Technik

Audio-Video-Kabeltester

Der dritte und abschließende Teil widmet sich dem Nachbau des Audio-Video-Kabeltesters.

Schaltpläne schnell und sauber - Schaltplaneditor sPlan

Schaltpläne erstellen ist einfacher gesagt als getan. Selbst mit professionellen Grafikprogrammen erreicht man oft nicht das erwartete Ergebnis, ganz zu schweigen von Handarbeit. Der Windows-Schaltplaneditor **sPlan** ermöglicht das einfache und professionelle Erstellen von Schaltplänen mit Hilfe einer umfangreichen Bauteilbibliothek und spezialisierten Zeichenwerkzeugen.



RS232-Meßmodul

Das neue RS232-Meßmodul stellt ein Multifunktionsmodul dar, das sowohl zur Meßdatenerfassung als auch zur digitalen Ausgabe von Daten in Verbindung mit einem PC nutzbar ist. Dazu stehen 5 analoge Eingänge und 7 digitale Ein-/Ausgänge zur Verfügung, deren Abfrage bzw. Steuerung per RS232-Schnittstelle erfolgt. Die Ansteuerung des Moduls übernimmt eine komfortable Windows-Software.

PC-Timer-Switch TS 3000

Mit Hilfe des PC-Timer-Switch TS 3000 wird das vollautomatische Ein-/Ausschalten Ihres PCs möglich. Die Schaltvorgänge werden durch folgende Ereignisse ausgeführt:

- Drücken einer Taste der Tastatur
- vorprogrammiert über den internen Timer
- vollautomatisch nach Beendigung eines Programms
- selbsttätig nach Anruf durch Telefon, Fax oder Modem
- durch ein externes Schaltsignal.

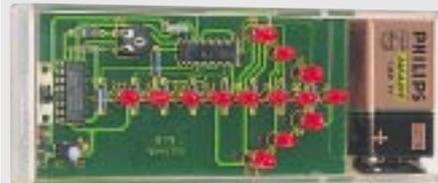
Die Konfiguration des TS 3000 erfolgt über eine komfortable Software.



Mini-Schaltungen

LED-Pfeil

Eine Schaltung mit insgesamt 14 LEDs, die in Pfeilform angeordnet sind. Eine stromsparende Steuerlektronik sorgt dafür, daß die LEDs nacheinander eingeschaltet werden. Durch diesen Lauflichteffekt ergibt sich ein dekorativer Wegweiser für die nächste Party.



Video-Überspielverstärker

Mit dem in einem kleinen Kunststoff-Gehäuse untergebrachten Video-Überspielverstärker kann das Bild- und Stereo-Ton-Signal einer beliebigen Video-Signalquelle gleichzeitig auf zwei Ausgänge verteilt

werden. Der Video-Überpielverstärker ist mit insgesamt 3 Scartbuchsen (1 Eingang, 2 Ausgänge) ausgestattet, und die Stromversorgung erfolgt mit einem ungestabilisierten 12V-Steckernetzteil.

Mini-Alarmzentrale

Die hier vorgestellte Leiterplatte ist die Basis einer vollwertigen Alarmzentrale mit zwei voneinander unabhängigen Differential-Alarmlinien. Die Meldergruppen können wahlweise sofort oder mit einer einstellbaren Verzögerung von 3 bis 90 Sekunden arbeiten. Ausgangsseitig stehen zur Ansteuerung von Alarmmeldern sowohl eine Spannung als auch ein Relaisausgang zur Verfügung.

1-Kanal-Schalter für Modellbau

Zur Steuerung von Sonderfunktionen im Modellbaubereich. Durch ein Relais lassen sich alle Arten von Verbrauchern schalten, wie z. B. Motoren, Lampen, Pumpen usw. Der Anschluß erfolgt an einen freien Empfängerkanal oder parallel zu einem Servo.

Info-Serien

Technik mobil:

Wächst der Antennenwald?

Immer mehr Empfangs- und Sendetechnik wird in modernen Kraftfahrzeugen genutzt, das geht vom Autoradio über diverse Funkdienste bis zum GSM-Telefon und zur Satellitennavigation. Deren Funktion hängt stets an einem optimal arbeitenden Antennensystem. Unser Beitrag beleuchtet Funktion und Gestalt moderner Antennentechnik am Fahrzeug, zeigt Einbaulösungen und einen Überblick über das Angebot.

So funktioniert's :

Die HighTech-Schnüffler - niemand mehr sicher?

Nicht nur in Agentenfilmen wird spioniert, auch im wahren Leben. Das beginnt bei der Werkspionage, geht über das „Mithören“ Ihrer Computerarbeit bis zum möglichen Erstellen von Bewegungsprofilen dank der elektronischen Spuren, die wir bei Banken, an Tankstellen, beim Telefonieren oder nur durch ein eingeschaltetes Telefon im Auto hinterlassen. Wie und mit welcher Technik heute geschnüffelt wird und wie man sich wenigstens zum Teil dagegen wehren kann, zeigt unser Artikel.

Digitale Schnappschüsse, Teil 2

Mit dem zweiten und abschließenden Teil setzen wir unseren Exkurs durch das Gebiet der Digitalfotografie fort und widmen uns vor allem dem Angebot an Kameras für den Hobby- und semiprofessionellen Bereich. Was muß eine solche Kamera können, was kostet sie und wer benötigt was, sind die Fragen, die der Artikel klärt.

Elektronik-Grundlagen:

EMV-Grundlagen, Teil 25

In diesem Teil der Artikelserie beschäftigen wir uns mit konkreten Messungen hinsichtlich der Rückwirkungen in Stromversorgungsnetzen.

DSP Teil 9

Im neunten Teil dieser Artikelserie stellen wir die Assembler-Diskette zum ELV-DSP 50 vor, auf der alle wichtigen Programme zu Arbeiten mit der PC-Einsteck-Karte zusammengestellt sind. Weitere Programme zum DSP 50 und den Erweiterungsbaugruppen befinden sich auf der Tool-Diskette, die wir danach vorstellen.

Sie kommen wieder - die Röhren, Teil 5

Schaltungstechnik der Schwingungserzeugung, HF-Verstärker, Empfängerschaltungen und Sender stehen im Mittelpunkt des nächsten Teils unserer Serie. Wer will, kann anhand des Beitrags eigene Empfangsversuche mit einem selbstgebaute Röhrenaudion unternehmen.

Praktische Schaltungstechnik:

Dieser Artikel beschreibt die verschiedenen Möglichkeiten der Leistungseinstellung von Netzverbrauchern mit Hilfe der Phasenanschnittsteuerung. Dabei werden Theorie und praktische Anwenderschaltungen vorgestellt.

Bauelemente-Info:

Infrarot-Vorverstärker

In diesem Artikel befassen wir uns ausführlich mit der Technik und dem Aufbau von Infrarot-Vorverstärkern.



Schnelle
Prüfung und Bestimmung
interner Verdrahtungen

PC-Kabeltester

Unbekannte und eventuell defekte Kabel lassen sich nur mit erheblichem Aufwand exakt überprüfen. Der innovative ELV-Kabeltester übergibt diese Aufgabe dem Computer und ermöglicht so eine schnelle Überprüfung und die Bestimmung der internen Verdrahtung nahezu aller Kabel mit Sub-D- und Centronics-Standardsteckern. Jede Verdrahtungskonfiguration ist in der erweiterbaren Datenbank speicherbar.

In der täglichen Elektronik- bzw. Computerpraxis werden immer komplexere Verbindungskabel benötigt, die sich zudem zwar äußerlich stark ähneln, aber sehr unterschiedlich verschaltet sein können. Man stelle sich hierzu nur einmal das weite Feld der vielen Versionen von seriellen Verbindungskabeln vor.

Mit der Zeit sammelt sich ein stattliches Arsenal diverser Kabel in jedem Labor, in jeder Werkstatt, in jedem Computerstudio an. Diese sind in den seltensten Fällen exakt beschriftet.

Ein traditioneller und äußerst mühseliger und fehlerbehafteter Weg ist das „Durchklingeln“ des Kabels mittels Durchgangsprüfer und Skizze.

Der ELV-Kabeltester läßt solche Probleme vergessen. Er ermöglicht nach einfachem Anstecken des Kabels auf das Interface, die Verdrahtung und die Bezeichnung des getesteten Kabels zu analysieren und auf dem Computerbildschirm anzuzeigen. Durch die sehr schnelle Abtastung innerhalb ca. 300 ms sind auch

Wackelkontakte, Adernbrüche und defekte Steckverbindungen automatisch ermittelbar.

Ein umfangreich mit Steckern und Buchsen bestücktes Interface sichert den einfachen Test nahezu aller gängiger Verbindungskabel mit Sub-D- und Centronics-Steckern.

Jedem angeschlossenen Kabel kann dabei ein Name zugeordnet werden, der automatisch stets zur Anzeige kommt, wenn eine Übereinstimmung mit dem Prüfling vorliegt. Eine Druckfunktion für die aktuelle Kabelverdrahtung erleichtert die Archivierung und eventuelle Beschriftung des Kabels.

Diese Eigenschaften prädestinieren den ELV-Kabeltester auch für den Einsatz in Service und Produktion. Geradezu spielend einfach lassen sich defekte und „verdrehte“ Kabel testen und analysieren sowie die laufende Produktion ständig überprüfen. Auch für diesen Einsatzzweck bietet die Software des Kabeltesters einen Testmodus, der die Auswahl des erwarteten Kabels ermöglicht und mittels eines großflächigen

farbigen Signals (Rot für Fehler und Grün für OK) den Zustand des Kabels auf dem Bildschirm anzeigt.

Der Anschluß des Interface (Hardware mit den verschiedenen Steckern und Buchsen) erfolgt an eine Standard-Parallelschnittstelle wie wir sie z. B. als „Druckerport“ oder „LPT...“ vorfinden. Die zugehörige komfortable Bedien- und Testsoftware läuft ab Windows 3.0 (d. h. auch 3.1 / 95).

- ELV Kabeltester bestehend aus Interface (Hardware mit Steckern und Buchsen) sowie komfortabler Bedien- und Testsoftware Komplettbausatz**
Best.Nr.: 34-272-53 179,-
- Fertiggerät**
Best.Nr.: 34-273-93 289,-
- 12V-/300mA-Steckernetzteil**
Best.Nr.: 34-223-05 8,⁹⁵

Kartenleser

Unentbehrlich, wenn Sie bei der Benutzung von Telefonkarten und der neuen Geldkarte die Übersicht behalten wollen. Einfach die Karte einstecken und per Knopfdruck die gewünschten Beträge ablesen.

**2 in!
einem**



**für Telefonkarten
und die neue Geldkarte**



Praktisch:
mit Anhänger,
z. B. fürs
Schlüsselbund

ZKA-geprüft
„Zentraler
Kreditausschuß“
der deutschen
Banken



14,50

**Best.Nr.:
34-273-99**