

INHALTSVERZEICHNIS

ICC20 - Allgemeines	2
ICC20 - Ausstattungsmerkmale	3
ICC20 - Chassisansicht	11
ICC20 - Blockschaltbild	12
NETZTEIL	15
MICROCONTROLLER - STEUERUNG	43
ABLENKSTUFEN	57
SIGNALVERARBEITUNG	73

Der Grundstein ist gelegt, ...

... mit der neuen 100Hz - Klasse von THOMSON kann man an der Zukunft teilhaben! Ob direkter Empfang von digitalen Satelliten-Signalen oder interaktives TV mit Rückkanal. Alles wird möglich, ohne Klimmzüge, ohne Krampf. Das Herz, das die neuen Geräte mit Leben erfüllen wird, ist das Color-TV Chassis ICC20. Ein neues Chassiskonzept, ausgelegt auf höchste Erweiterbarkeit und Betriebssicherheit, mit einer Vielzahl von Neuheiten und Weiterentwicklungen. Es wird in Dutzenden von Ausstattungsvarianten, vom schlichten 28 Zöller bis zu den High-Power 52" Rückprojektoren, eingesetzt werden. Die Möglichkeiten sind unbegrenzt ...

Das vorliegende Buch soll Technikern des Radio- Fernsehfachhandels und den Serviceorganisationen als Nachschlagewerk über das THOMSON Color TV Chassis ICC20 dienen. Aktuelle Service- und Produktinformationen stellen wir in unserem ISDN-InfoTip- System oder auf der Service-CDROM ICC20 bereit.

Hannover, im September 2000

ICC20

Das erste 100 Hz Color-TV Chassis des neuen THOMSON Konzeptes

THOMSON MULTI
MEDIA

- höchste Qualität bei Bild, Ton und Bedienbarkeit

SABA

- zukunftsicher durch einfache Erweiterbarkeit

TELEFUNKEN

- höchst mögliche Betriebssicherheit durch Schaltungsdesign, Material, Aufbau und Produktionsmethoden

THOMSON

- hohe Service-Freundlichkeit

BESTENS IM BILD

100Hertz iM

- flimmerfreies Bild durch intelligent Mastering
- digitale Rauschunterdrückung (modellabhängig)



EXTRAFLAT

neue ultraflache Bildröhren der High End Klasse

- 28" und 32" 16:9
- 29" 4:3

CINERAMA-ZOOM

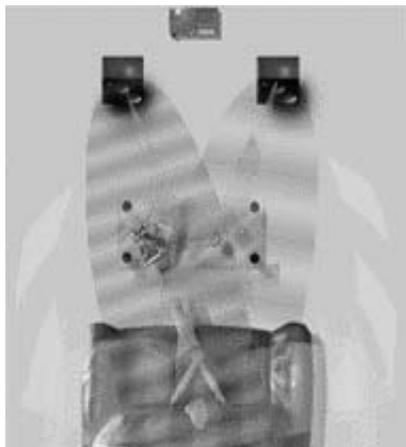
passt ein 4:3 Bild ohne merkliche Verzerrungen auf 16:9 Bildschirme ein.

AUTO FORMAT

erkennt automatisch das Letterbox-Format und optimiert das Bild automatisch.

OHRENSCHMAUS

- 2 x 10W Sinus Ausgangsleistung (2 x 20W Musikleistung)
- 16W Boomer bei Virtual Dolby Geräten (modellabhängig)
- **SOUND CONTROL**
gleicht die Lautstärke an und verhindert unliebsame Lautstärkesprünge z.B. bei Werbeeinblendungen
- **VIRTUAL DOLBY SURROUND** (modellabhängig)
decodiert die vier Kanäle eines Dolby Prologic Signales. Das Center- und die Surround-Information werden anschließend in definierte Phasenlagen zu den Rechts- und Links-Signalen gebracht und zu diesen addiert. Durch die Phasenbeziehungen entsteht ein 'virtueller Hörraum'.



GUT BEDIENT 1

◁ NAVILIGHT
system ▶

- Maximaler Bedienkomfort durch ergonomische Fernbedienung mit nur wenigen Tasten

easydialog
system

- Hochauflösende Grafik und Cursorsteuerung erleichtern den Umgang mit den Menüs. Die übersichtliche Anordnung der Funktionen in den Menüs ermöglicht eine intuitive Bedienung
- Mit nur einer Fernbedienung steuern Sie Ihr TV-Gerät, Videorecorder, DVD und Hifi-Gerät / Satelliten-Receiver (modellabhängig).



GUT BEDIENT 2

PROGRAM **INFO**



- Die Informationen des elektronischen Programmführers werden, wenn vorhanden, dem EPG entnommen (NextView). Wird kein EPG empfangen, wird ProgramInfo aus dem Videotext zusammengestellt.
- Bei Druck auf die gelbe Taste der Fernbedienung werden Titel, Anfangs- und Endzeit und Fortschritt der laufenden Sendung angezeigt.
- Bei Druck auf die blaue Taste erscheint die komplette Programmübersicht des Senders für bis zu 5 Tage im Voraus.
- Eine Memo-/Weckfunktion erinnert Sie pünktlich ans Umschalten, wenn Sie eine bestimmte Sendung nicht verpassen möchten.
- In Verbindung mit NexTView-Link kann ein entsprechend vorbereiteter Videorecorder programmiert werden.

GUT AUSGESTATTET

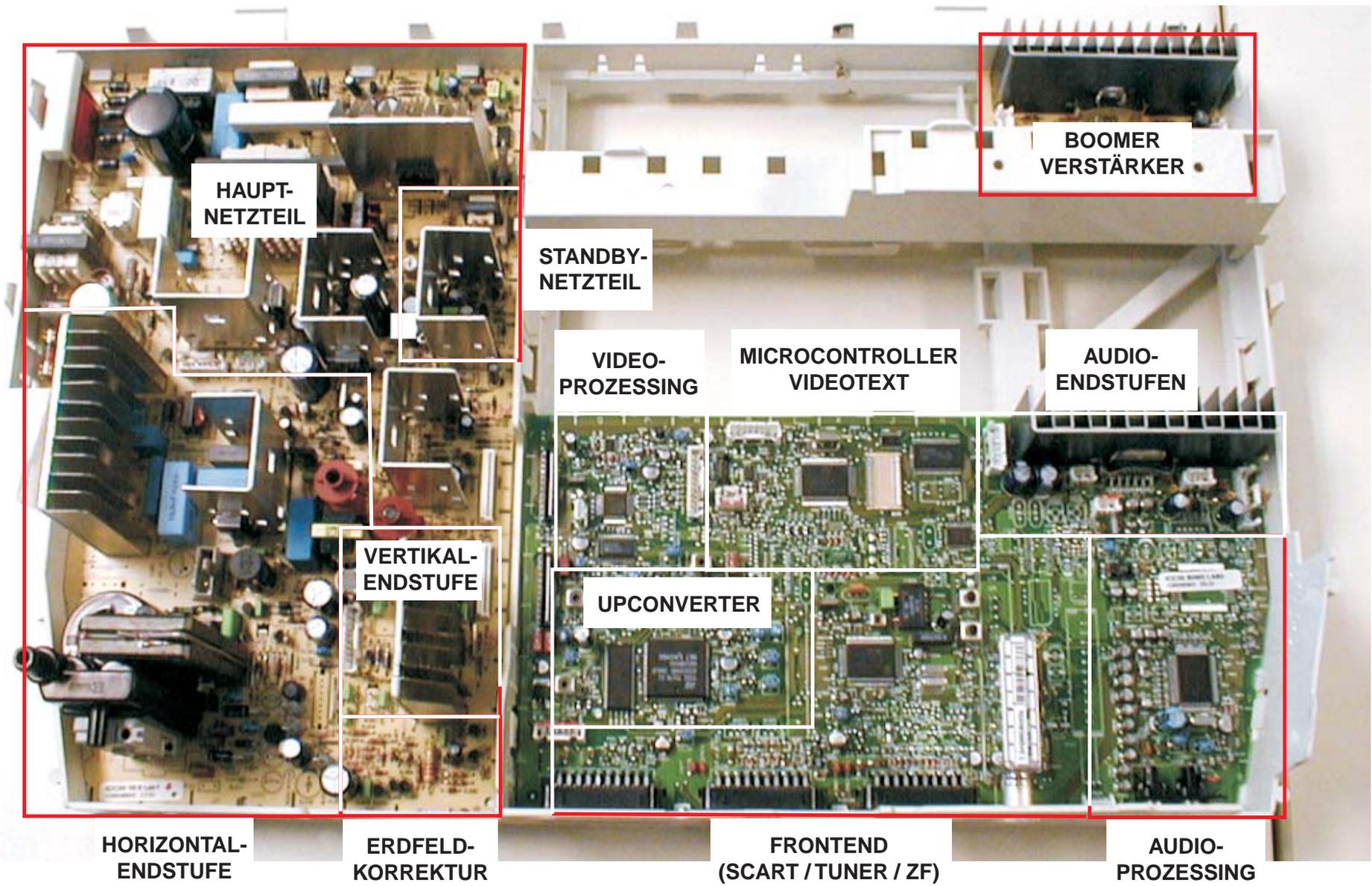
- Videotext mit 128 Seitenspeicher
- 3 SCART-Buchsen plus Front-AV
 - AV1 IN: Y/C, FBAS, RGB, L, R
 OUT: FBAS (wählbar), L, R
 - AV2 IN: FBAS, RGB, L, R
 OUT: FBAS (WYSIWYG), L, R
 - AV3 IN: Y/C, FBAS, L, R
 Front-AV IN: Y/C, FBAS, L, R (parallel zu AV3)
- Cinch-Anschluss für externe Verstärker
- Empfangsbereit für alle europäischen Normen:
L, L', BG, D, I, K, K'

CHASSIS IM VERGLEICH

Chassis / Ausstattung	ICC17 (50Hz)	ICC19 IM (100Hz)	ICC20 (100Hz)
Standards	Pan-Europa	Pan-Europa	Pan-Europa
Audio Leistung (Nicom)	2x 10W	2x 8W + 16W	2x 10W + 16W
Virtual Dolby	ja	ja	ja
Audio Ausstattung	mittel	hoch	hoch
Cinch Audio Ausgänge	nein	ja	ja
Standby Leistungsaufn.	< 1 W	~ 8 W	1.6 W
Bildrohrleistung	47 W	60 W	60 W
Bildröhrenkomfort	mittel	hoch	hoch
CTI / LTI	nein / nein	ja / ja	ja / ja
BSVM / Rauschreduktion	nein / nein	ja / nein	ja / ja
SCART: total / YC / RGB	2 / 2 / 1	3 / 3 / 1	3 / 2 / 2
Auto Format bei 16x9 TV	ja	nein	ja
Menü Sprachen	16	15	16
TV guide	ja	ja (+ NexTView)	ja
NexTView -Link	ja	ja	ja
Teletext Seitenspeicher	4- 5	488	128
Bediensystem	Navilight ICC17	Navilight ICC19	Navilight ICC20

HARTE WARE

- **Das Color TV-Chassis ICC 20 ist der Nachfolger des Chassis ICC19 IM**
- **ICC 20 ist vorgesehen für den Einsatz in:**
 - **Standard Desktop Geräten**
 - **(DVD-) Kombos**
 - **Multimedia-TV (TAK-TV)**
- **Weiterentwicklungen auch für:**
 - **Rückprojektoren**
 - **Integrated Digital TV**
- **höhere Betriebssicherheit durch:**
 - **weniger Komponenten (31% < als ICC19 IM (=1525 Stück))**
 - **höhere Integration (27% ICs < als ICC19 IM (= 24 Stück))**
 - **strikte Trennung von Signal- und Leistungsstufen durch Einsatz von zwei Platinen (Signal-Platine und Netzteil- und Ablenkplatine).**
 - **keine Board to Board-Verbindungen (Module)**



HAUPT-NETZTEIL

BOOMER VERSTÄRKER

STANDBY-NETZTEIL

VIDEO-PROZESSING

MICROCONTROLLER VIDEOTEXT

AUDIO-ENDSTUFEN

VERTIKAL-ENDSTUFE

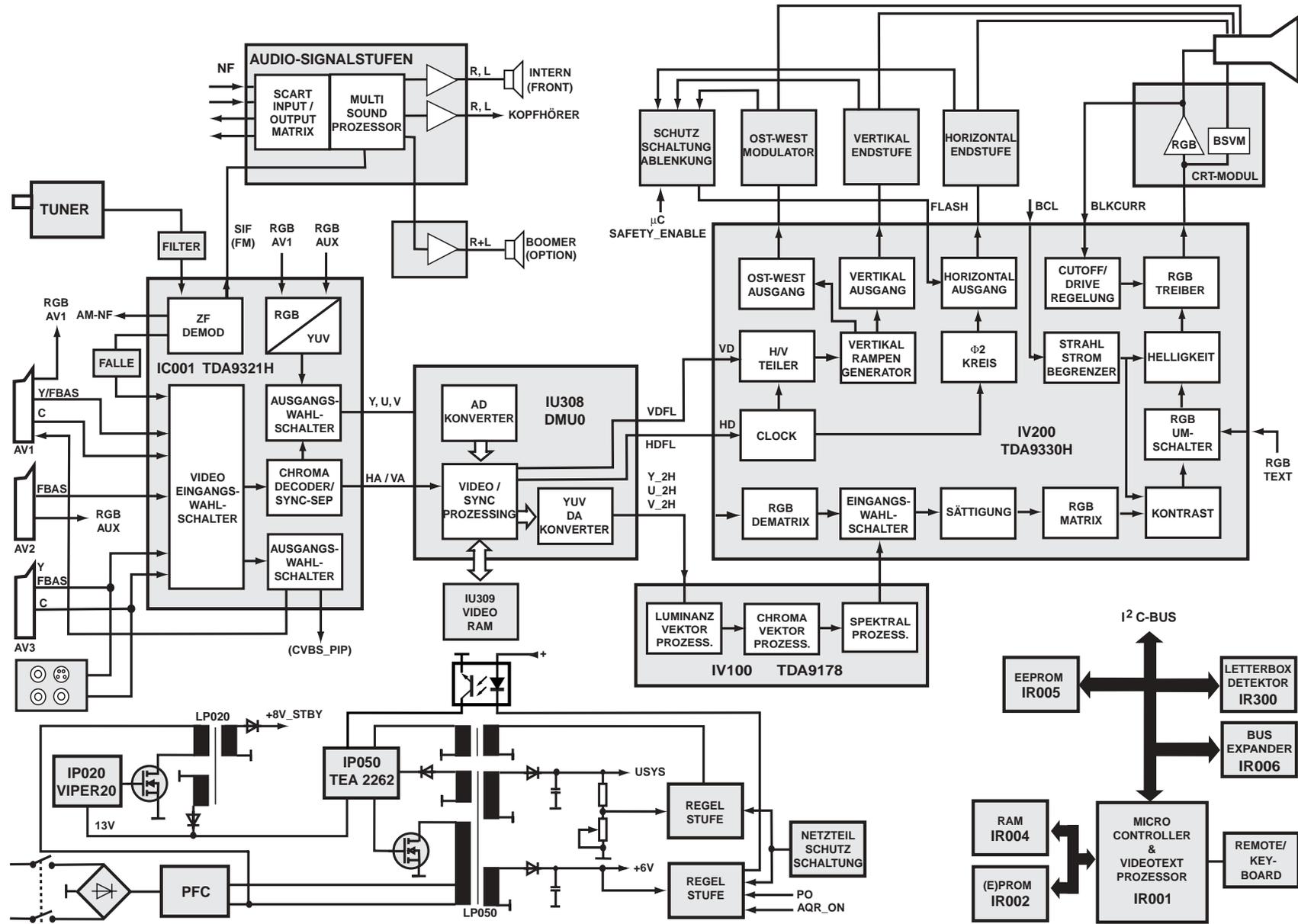
UPCONVERTER

HORIZONTAL-ENDSTUFE

ERDFELD-KORREKTUR

FRONTEND (SCART / TUNER / ZF)

AUDIO-PROZESSING



Blockbild Color TV-Chassis ICC20

Das Blockschaltbild des Chassis ICC20 zeigt die logischen Verknüpfungen der einzelnen Baugruppen.

Bereits in dieser Darstellung ist zu ersehen, daß bei der Signaleinspeisung zwischen dem Zweig von Tuner/ ZF und dem Scart-Interface nicht unterschieden wird. Entsprechend der Wahl der jeweiligen Quelle erfolgt eine Signalumschaltung für Bild und Ton völlig getrennt.

Die Audio-Signalstufe kann hierbei sowohl geträgerte, als auch NF- Tonsignale verarbeiten und aufbereiten. Die NF am Ausgang steht dann den jeweiligen Ausstattungsgrad entsprechenden NF-Ausgangsverstärkern zur Verfügung.

Das Videosignal vom Tuner und den AV-Eingängen wird direkt in den Frontend-Prozessor TDA9321H eingespeist. Dieses unterscheidet bei seiner Filtercharakteristik zwischen einem FBAS- oder Y/ C- Signal. Der Chromaanteil des jeweiligen Quellsignals wird für die Farbsysteme PAL, NTSC und SECAM automatisch erkannt, verarbeitet und decodiert. Somit stehen als Ausgangssignale die beiden Farbdifferenzsignale U (B- Y) und V (R- Y) zur Verfügung.

Die weitere Signalverarbeitung erfolgt im Upconverter-Prozessor DMU0. Nach einer AD-Wandlung geschieht die Videosignalverarbeitung vollständig digital. Hier wird die 50Hz- 100Hz-Konvertierung vorgenommen. Durch eine Änderung der Frequenzen der Taktfrequenzen für den

Schreib- und Lesevorgang des Halbbildspeichers IU309 kann während der Konvertierung eine Formatanpassung des Videoeingangssignales an das Bildrohrformat vorgenommen werden. Für die weitere Verarbeitung werden die 2 H-Signale (YUV mit 100Hz Vertikal- und 31,25kHz Horizontalfrequenz) in eine analoge Form gewandelt. Zur Synchronisation der Ablenkstufen liefert der Upconverter die auf doppelte Vertikal- bzw. Horizontalfrequenz konvertierten Sendersynchronsignale.

Im folgenden PSI- (Picture Sharpness Improvement-) IC TDA9178 (IV100) folgen verschiedene analoge Bildverbesserungsfunktionen

Das 100Hz- YUV- Signal wird im folgenden Video-Scanning-Prozessor IV200 (TDA9330H) entsprechend der dort dargestellten Blöcke verarbeitet und dematriziert. Der IC TDA9330H verfügt über zwei getrennte Schnittstellen zur Einkopplung von RGB- Signalen. In der zur Zeit eingesetzten Schaltung des Chassis ICC20 wird allerdings nur ein RGB-Eingang (für das VT/OSD-Signal) verwendet. Die Bereitstellung der erforderlichen Ansteuerleistung für die Bildröhre übernimmt das separate RGB- Endstufenmodul.

Der Video- Scanning- Prozessor erzeugt des weiteren alle für den Ablenkprozess erforderlichen Ansteuersignale, die im Vollbetrieb des Gerätes für die Horizontalendstufe, die Vertikalendstufe und den Ost-West Diodenmodulator genutzt werden.

Die Steuerung des Zusammenspiels der Baugruppen untereinander übernimmt bei dem Konzept ICC20 der Microcontroller IR001. Dieser verfügt durch das (E)PROM IR002 über alle notwendigen Softwareabläufe, auf die er zurück greifen muß. Als Arbeitsspeicher für Videotext und OSD dient das SRAM IR004. Bis zu 128 Videotextseiten (einschließlich TOP-Tabellen) können abgelegt werden.

Spezifische Gerätedaten und Benutzereinstellungen werden wie immer in einem EEPROM (IR003) abgelegt bzw. aufgerufen. Der Busexpander IR006 erhöht die Anzahl der zur Verfügung stehenden Schaltsignale. Ein Letterbox-Detektor (IR300) untersucht das Videosignal, vermag bei Sendungen im Letterboxverfahren die Höhe der schwarzen Balken am oberen und unteren Bildrand zu messen und die Bildgeometrie so einzustellen, daß die Balken unsichtbar werden (Autoformat).

Ein I²C-Bus-System stellt die notwendige Verbindung zu den Baugruppen her, die mit dem Microcomputer kommunizieren. Hierbei muß schon erwähnt werden, daß dieser Bus bereits für den Startvorgang des Gerätes von wichtiger Bedeutung ist und ein Einschalten des Gerätes auch während der Fehlersuche ohne ihn nicht möglich ist.

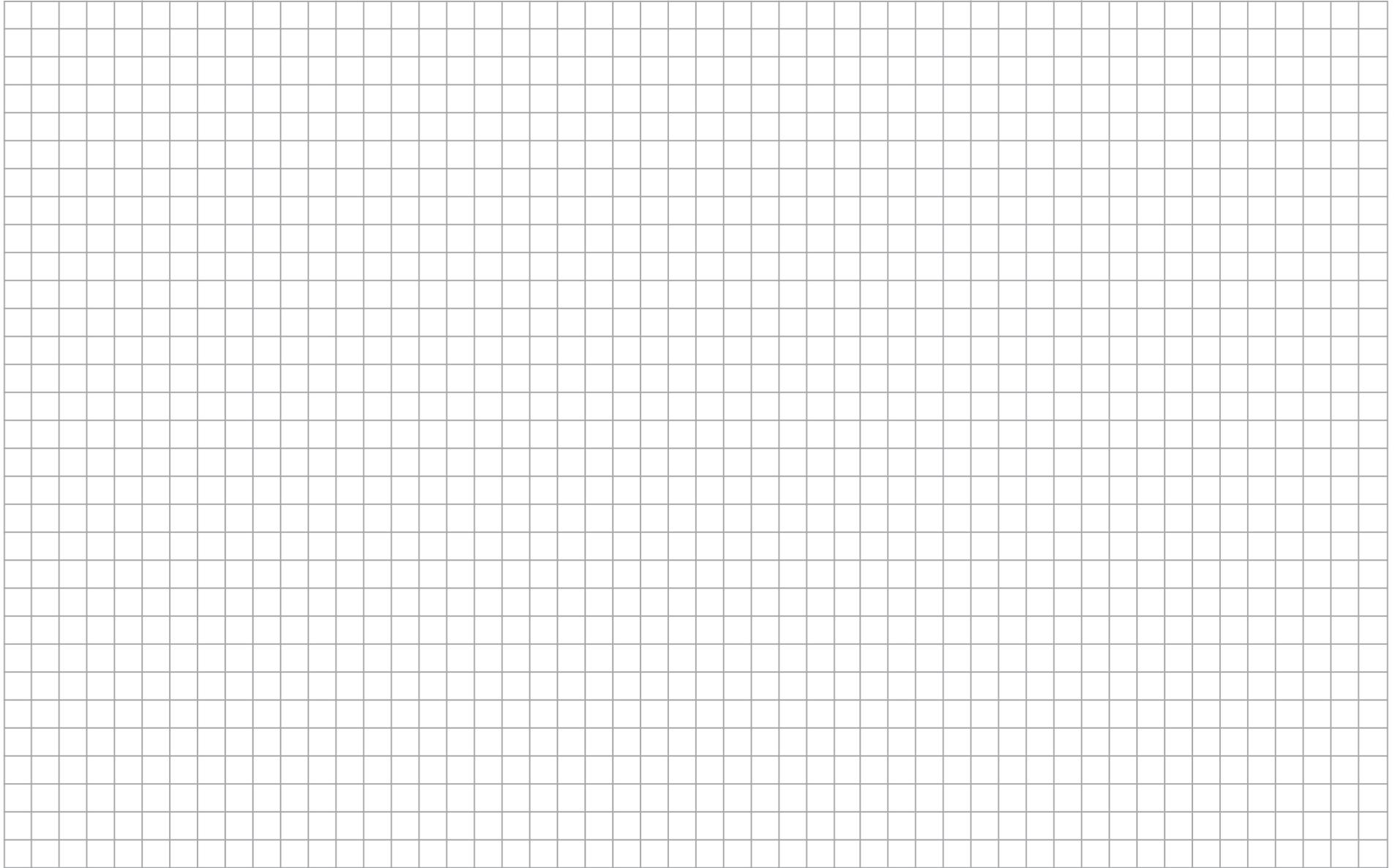
Die Stromversorgung des Gerätes übernehmen zwei Sperrwandlernetzteile. Das Standby-Netzteil versorgt die Microcontroller-Stufe und den IR-Empfänger im Standby-, Timer und Vollbetrieb. Zusätz-

lich liefert es dem Primär-Netzteil-IC IP50 beim Starten des Hauptnetzteils, das im Standby-Betrieb abgeschaltet ist, die notwendige Anlaufenergie. Das Standby-Netzteil wird primär geregelt. Zur Erzeugung der notwendigen Schaltfrequenz (ca. 45 kHz) kommt ein IC VIPER20 von ST zum Einsatz. In dieses IC integriert ist bereits auch der MOSFET-Schalttransistor zum Laden des Sperrwandlertrafos (LP020).

Im Lastbetrieb des Gerätes sind die zwei Betriebsarten Acquisition-Mode und Vollbetrieb zu unterscheiden. Im Acquisition-Mode sind die Ablenkstufen abgeschaltet. Alle Betriebsspannungen aus dem Hauptnetzteil sind vorhanden, wenn auch z.T. nicht mit Nominalwerten. Diese Betriebsart wird hauptsächlich erst in späteren Chassisvarianten benötigt. Jedoch schon jetzt durchläuft das Hauptnetzteil beim Starten diese Betriebsart.

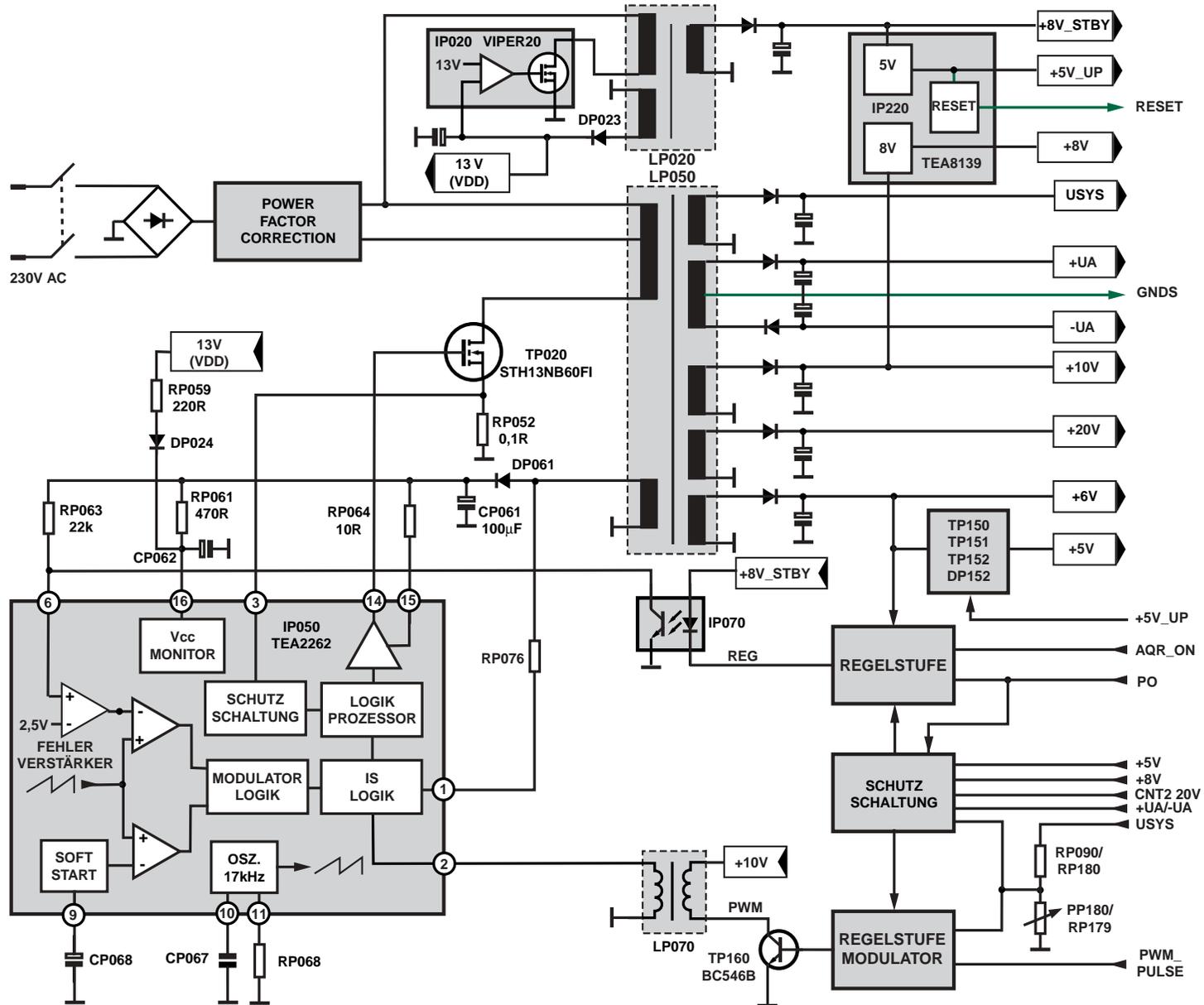
Befindet sich das Gerät im Vollbetrieb, so dient die Systemspannung USYS als Bezugsspannung für eine genaue lastabhängige, sekundäre Regelung der Schaltvorgänge im Netzteil. Das Netzteil arbeitet dann zeilenfrequent und synchronisiert.

Bei Fehlfunktionen oder bei einem Defekt im Gerät verhindern die Schutzschaltungen im Netzteil (primär und sekundär) oder die Schutzschaltung der Ablenkung am FLASH-Eingang des Video- Scanning-Prozessors mögliche Folgefehler.



NETZTEILE

NETZTEILE	
Blockbild Netzteil	16
Power Factor Correction PFC	18
Das Standby-Netzteil	20
Der Schaltkreis TEA2262	22
- Spannungsversorgung und Anlauf	24
- Oszillator	25
- Primär gesteuerte Regelung	26
- IS-Logik	28
- Schutzschaltungen	30
Ansteuerung des TP020	32
Betriebsspannungen aus dem Hauptnetzteil	34
Anlauf des Hauptnetzteils	36
Vollbetrieb des Hauptnetzteils	38
Sekundärseitige Schutzschaltung des Netzteils	40



Blockbild Netzteil

Standby-Netzteil

Um die Leistungsaufnahme des Gerätes im Standby-Betrieb so gering wie möglich zu halten (ca. 1,6W) wird im Chassis ICC20 ein separates Standby-Netzteil, das zwei stabile Betriebsspannungen liefert, eingesetzt. Es versorgt dann ausschließlich den Microcontroller, den IR-Empfänger und die Standby-LED. Nur in der Startphase des Hauptnetzteiles liefert das Standby-Netzteil dem primären Netzteil-IC (IP050) eine Anlaufspannung. Ist das Hauptnetzteil eingeschwenkt wird die Anlaufspannung aus dem Standby-Netzteil mittels einer Schaltung abgekoppelt. Zur Ansteuerung des Standby-Netzteiles wird ein IC mit integriertem Leistungstransistor (MOSFET) eingesetzt.

Hauptnetzteil

Als Hauptnetzteil im ICC 20 findet ein Sperrwandler-Netzteil mit Sekundärregelung Anwendung.

Herzstück des Netzteils ist das primäre Netzteil-IC TEA2262. Dieser Schaltkreis enthält alle Funktionen um das Netzteil im Normalbetrieb, bei Übergangszuständen (Anlauf, Abschalten) oder abnormalen (Überlast-) Zuständen zu steuern.

Das TEA2262 enthält 8 Funktionsblöcke:

1. Erzeugung internen Betriebs- und Referenzspannungen
2. RC- Oszillator
3. Fehlerverstärker
4. Pulsweiten- Modulatoren
5. IS- Logik zur Messung der Entmagnetisierung des Wandlertrafos

6. Überstrombegrenzung- und Abschaltung (Primärschutz)
7. Logikprozessor
8. Ausgangsstufe

Power Factor Correction

Um den Anforderungen der Europa-Norm EM60555-2 zu genügen, ist im ICC20 Netzteil bereits eine Leistungsfaktor Korrektur (PFC, Power Factor Correction) vorgesehen.

Betriebsarten der Netzteile

Geräte mit den Chassis ICC20 können in vier Betriebsarten betrieben werden:

1. Standby-Betrieb

Leistungsaufnahme: ca. 1,6W

Nur Microcontroller (dessen Leistungsaufnahme im Standby ebenfalls vermindert ist), IR-Empfänger, Bedienfeld und die Standby-LED werden aus der +8V_STBY versorgt. Der Microcontroller ist im Sleep-Modus, das Hauptnetzteil ist abgeschaltet.

2. Timer-Mode

Leistungsaufnahme: ca. 2W

Im Timer-Mode werden vom Microcontroller Timerfunktionen (Wecker oder Abschalt-Timer) ausgeführt oder er prüft Einschaltbefehle auf ihre Gültigkeit. Hierfür muß der Microcontroller mit seiner vollen internen Clockfrequenz (22MHz) arbeiten. Dadurch steigt seine Leistungsaufnahme.

Wie im Standby-Betrieb werden im Timer-Mode nur der Microcontroller usw. versorgt.

3. Acquisition-Mode

Leistungsaufnahme: 10-50W

Der Acquisition-Mode wird zur Zeit nicht voll genutzt. Es ist in späteren Chassisva-

rianten vorgesehen, Stufen mit höherem Verbrauch (z.B. Satelliten-Tuner) zu betreiben, ohne daß die Ablenkstufen arbeiten. Auch beim Anlaufen des Hauptnetzteiles, wenn die Signal-Platine mit dem Video-Scanning Prozessor bereits arbeitet, die Horizontalablenkung aber noch nicht angesteuert werden kann, wird das Netzteil übergangsweise kurz (für ca.600ms) in den Acquisition-Mode gefahren. Als Ist-Information des Regelkreises dient die +6V, die mit der +8V_UP aus dem Standby-Netzteil als Referenzspannung verglichen wird. Die Regelinformation wird mittels eines Optokopplers auf die Primärseite des Netzteils übertragen. Die Schaltfrequenz des Netzteils wird vom Oszillator im Primär-IC bestimmt (ca. 17 kHz).

Die PWM zur Ansteuerung des Schalttransistor wird im TEA2262 erzeugt.

4. Vollbetrieb

Leistungsaufnahme: max. 240W

Das Hauptnetzteil wird über die Systemspannung USYS geregelt. Eine zeilenfrequente Sägezahnspannung (in einer Regelstufe aus einem Zeilenrückschlagimpuls gewonnen) dient als Träger für eine PWM, die der Primärseite über einen Impulstrafo zugeführt wird. Die PWM wird auf der Sekundärseite in einem Modulator erzeugt. Der im Acquisition-Mode aktive Regelkreis wird automatisch im Vollbetrieb durch die dann höheren Betriebsspannungen abgeschaltet.

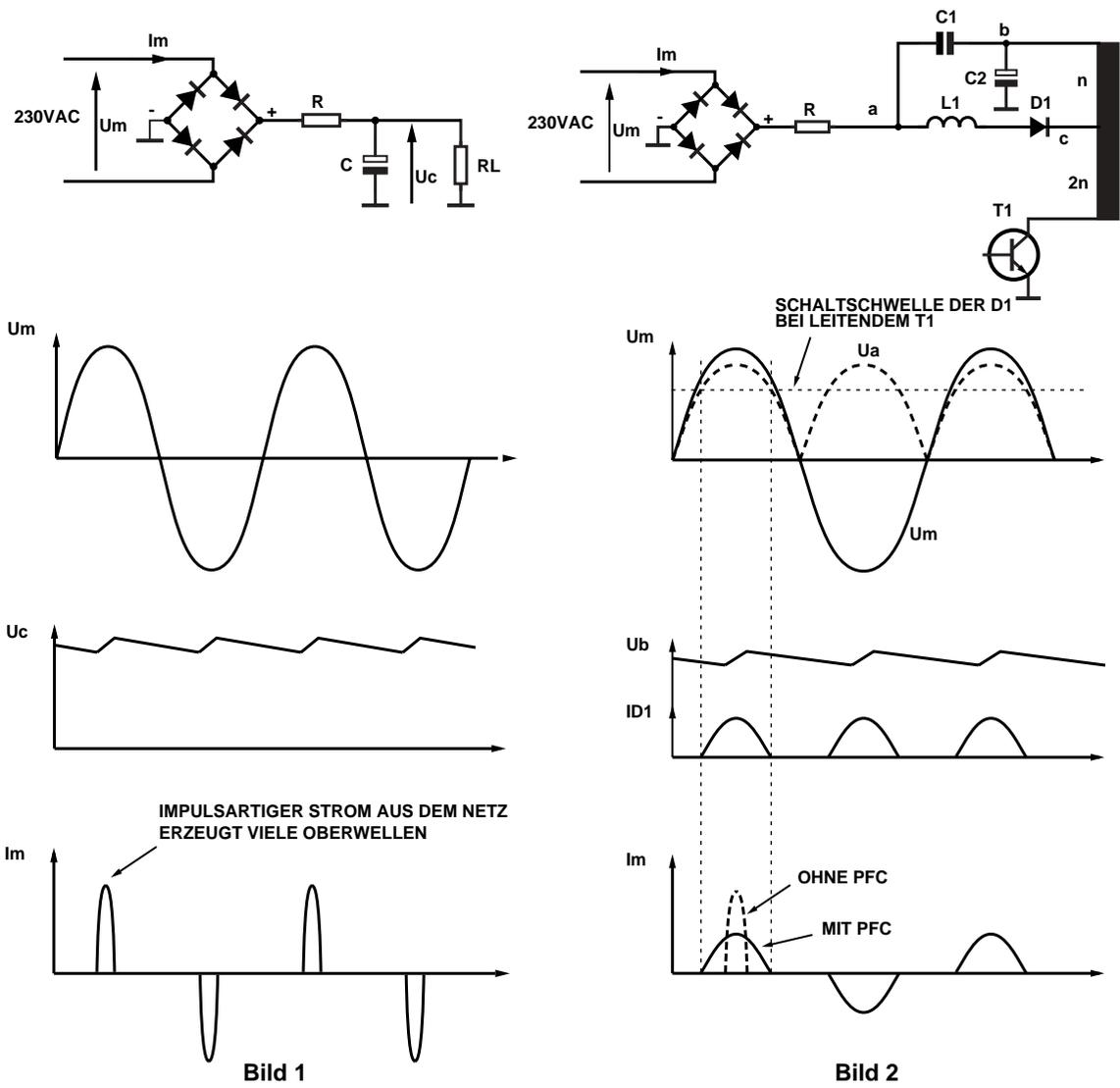
Das Einschalten des Hauptnetzteiles und die Umschaltung der Betriebsarten wird vom Microcontroller über zwei Steuersignale, PO und AQR-ON, vorgenommen.

Schutzfunktionen

Im TEA2262 ist eine 2-stufige Schutzschaltung integriert, die verhindern soll, daß das Netzteil bei Überlasten auf den eng gekoppelten Betriebsspannungen Schaden nimmt. Überwacht wird der Strom durch dem Schalttransistor TP020.

Auf der Sekundärseite überwacht eine weitere Schutzschaltung die weniger eng gekoppelten Betriebsspannungen aus dem Netzteil. Im Fehlerfalle kann in beiden Betriebsarten des Hauptnetzteiles über die jeweils aktive Regelstufe das Netzteil abgeschaltet werden.

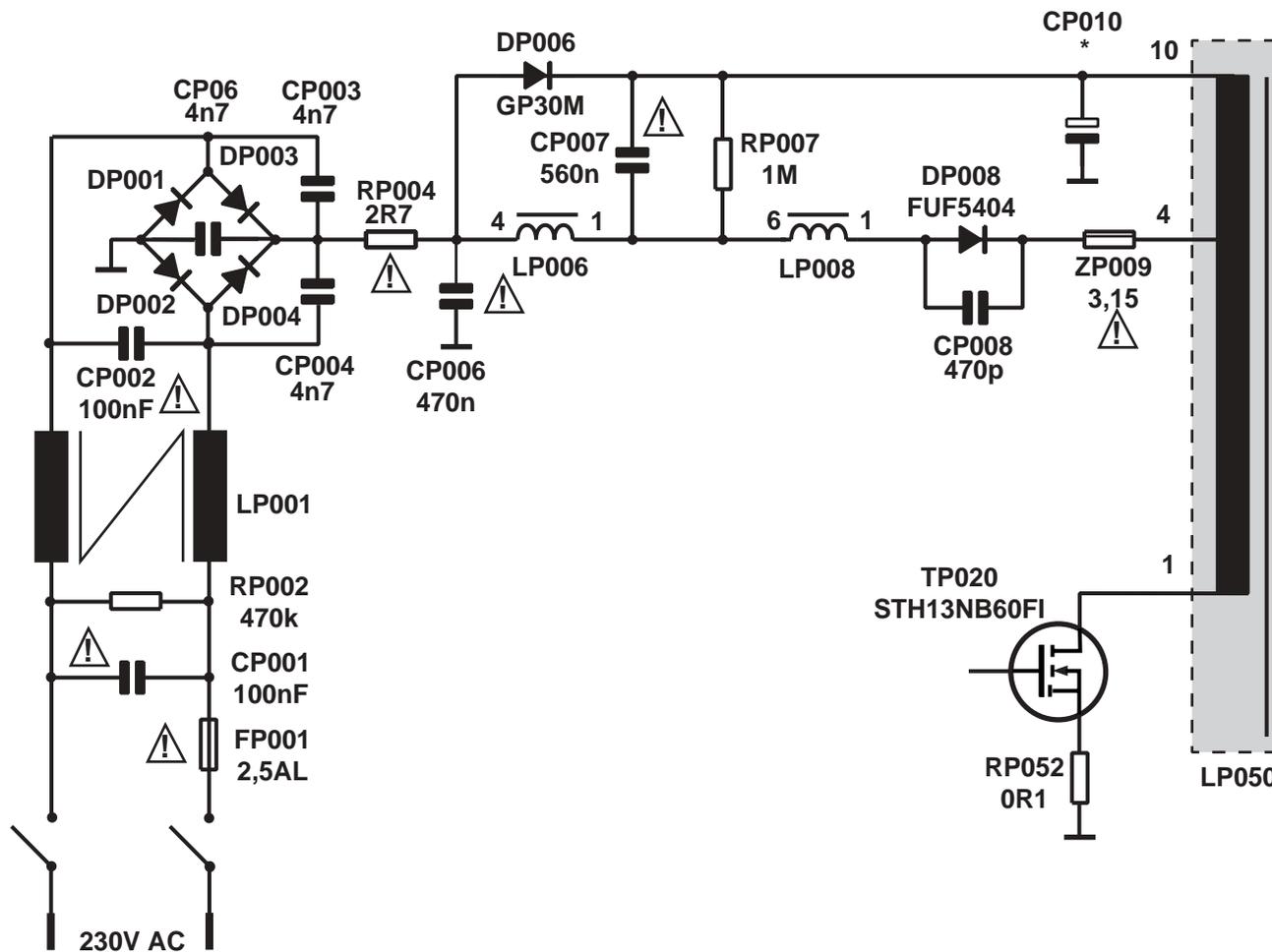
POWER FACTOR CORRECTION (PFC)



Die bislang übliche Gleichrichterschaltung mit Siebung (Bild 1) erzeugt, da der Siebkondensator impulsartig über die Gleichrichterdioden nachgeladen wird, sehr viele Oberwellen. Die neue Europeanorm EN60555- 2 schreibt eine Begrenzung der Höhe der harmonischen Ströme aus dem Netz vor.

Das Prinzip der Power Factor Correction ist es, die Stromaufnahme aus dem Netz zeitlich zu verlängern. Dadurch verringert sich die Höhe und die Schnelligkeit des Anstieges des Stromes durch die Gleichrichterdioden, was die Anzahl und die Höhe der Harmonischen reduziert (Bild 2).

Der Kondensator C1 unterbricht den Gleichstromfluß zwischen dem Brückengleichrichter und dem Siebkondensator C2 ($C1 \ll C2$). Ein Zwischenanschluß teilt die primäre Treiberwicklung des Wandlertrafos. Wenn der Transistor T1 leitet und Diode D1 sperrt, beträgt die Spannung am Punkt c etwa ein Drittel der Spannung am Punkt b. Wenn bei anliegender gleichgerichteter Netzspannung der Transistor einschaltet, erhält er einen Teil des Kollektorstromes nun direkt über die Diode D1 vom Brückengleichrichter. Der Entladestrom aus C2 ist somit geringer als in einer herkömmlichen Schaltung, der Strom aus dem Brückengleichrichter fließt länger und erzeugt weniger Oberwellen.



PFC im Chassis ICC19

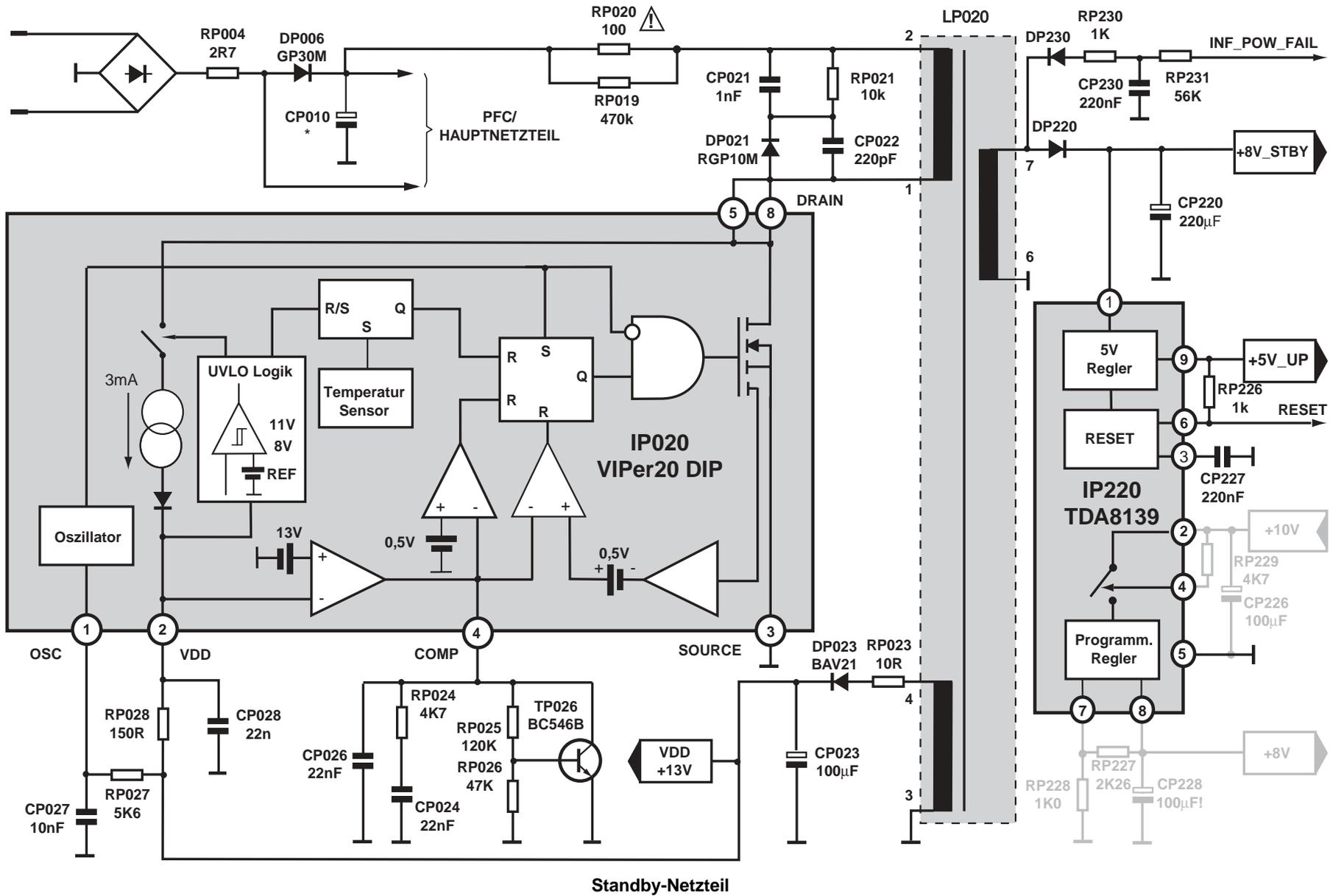
Die Kapazitäten CP006/ CP010 wirken in der bekannten Weise als Siebkondensatoren. Die Spulen LP005 und LP008 führen die gleichgerichtete Netzspannung direkt vom Brückengleichrichter zur primären Treiberwicklung der Wandlertrafos. Die Diode DP006 und der Kondensator CP007 entkoppeln den Ladestrom in den Kondensator CP010 und den direkten Strom in den Wandlertrafo voneinander.

Diese Stromaufteilung bewirkt die gewünschte zeitliche Verlängerung der Stromaufnahme aus dem Netz. Die Schaltfrequenz der zum CP010 führenden Diode DP06 ist 100Hz, die Schaltfrequenz der zum Trafo führenden Diode DP008 ist Zeilenfrequenz (bei 100Hz-Geräten 31,25kHz). Ein kleiner Kondensator, CP008; parallel zu DP008 verhindert zeilenfrequente Bildstörungen ('Perlschnüre'). LP008 definiert mit seiner Induktivität den Schwellwert der gleichgerichteten Netzspannung wann die Diode DP008 leitend wird.

Die Spule LP006 verhindert, daß zeilenfrequente Störungen auf die Netzspannung gelangen.

Das Netzfilter, bestehend aus CP001, RP002, LP001 und CP002 unterdrückt Störungen aus dem Gerät ins Netz und umgekehrt.

Das Sicherungselement ZP009 unterbricht falls DP006 oder DP008 einen Kurzschluß bekommen sollten.



Das Standby-Netzteil

Kern des Standby-Netzteils ist ein integrierter Schaltkreis VIPer20 (IP020) in einem 8-Pin DIP-Gehäuse. Mit diesem IC ist ein Sperrwandler-Netzteil mit einigen Watt Leistung mit nur sehr wenigen externen Komponenten zu realisieren. Im IC integriert ist ein MOSFET-Ausgangstransistor, dessen Ansteuerlogik mit Oszillator und eine Regelstufe.

Das Standby-Netzteil erhält seine Betriebsspannung aus der gleichgerichteten Netzspannung von 325V. Sicherungswiderstand RP020 begrenzt den Einschaltstrom in das Standby-Netzteil. Der dazu parallel liegende Widerstand RP019 soll im Falle eines unterbrochenen RP20 den Siebkondensator CP010 über IP020 entladen ("Technikerschutz").

Anlauf

Wird der Netzschalter eingeschaltet gelangt die gleichgerichtete Netzspannung an die Drain-Anschlüsse Pins 5 und 8. Es fließt ein kleiner Strom in die interne Steuerung des IC und über den Pin 2 wieder aus dem IC heraus in den Sieb-Kondensator CP023. CP023 lädt sich auf. Bei Erreichen der unteren Schwellspannung 8V am Pin 2 läuft der Oszillator an und das IC schaltet zum ersten mal ein. Das Netzteil startet. Pin 2 ist auch Eingang des Unterspannungsdetektors (Undervoltage Lookout Logic "UVLO Logic"). Beim Überschreiten der Anlaufschwellschpannung (8V) wird der Anlaufstrom aus dem Pin 2 unterbrochen, da das IC wird aus der primären Hilfwicklung 3/4 des Wandlertrafos LP020 versorgt wird.

Standby-Betrieb

Das Standby-Netzteil erzeugt zwei Betriebsspannungen. Auf der Sekundärseite die +8V_STBY und auf der Primärseite die +13V (VDD). Nur die primäre +13V (VDD) wird vom Netzteil-IC IP020 direkt ausgeregelt und stabilisiert. Hierzu wird die +13V über den Pin 2 in das IC geführt und mit einer internen 13V Referenzspannung mittels zweier Komparatoren verglichen. Die so erzeugte digitale Fehlerinformation kontrolliert über die Ansteuerlogik des Ausgangstransistors dessen Einschaltzeit und damit die Energiemenge, die in den Trafo geladen wird.

Ein SenseFET-Anschluß am Ausgangstransistor überwacht den Drain-Source-Strom. Diese Strominformation kann gegebenenfalls auf die Regelung einwirken und die Leistungsaufnahme begrenzen.

Ein Kompensationsnetzwerk am Pin 4, bestehend aus CP026, CP024 und RP024, legt die Regeleigenschaften fest und sorgt für ein sanftes Anlaufen des Netzteils. Zusätzlich begrenzt Transistor TP026 die Ausgangsleistung. Beim Erreichen des Schwellwertes wird TP26 leitend und sperrt die Erzeugung der Ansteuerimpulse. Dieses geschieht regelmäßig im Standby-Betrieb weil die sekundäre Last auf Grund des sich dann im Sleep-Mode befindlichen Microcontroller extrem niedrig ist. Es bildet sich dann eine Art von Burst-Betrieb, d.h. ein nichtkontinuierlicher Betrieb des Netzteils heraus.

Timer-Mode

Im Timer-Mode ist der Microcontroller mit voller Taktfrequenz und normaler Software-routine in Betrieb. Die hierdurch auf der Sekundärseite des Netzteils steigende Last beeinflusst über die Kopplung des Trafos die Höhe der +13V (VDD). Das Netzteil geht in einen kontinuierlichen Betrieb über. Die Frequenz der Ansteuerimpulse ist maximal die des Oszillator (ca. 45kHz).

Schutzfunktionen

Im VIPer20 sind mehrere schützende Funktionen integriert.

Sollte auf der Sekundärseite oder auf der +13V (VDD) die Last soweit ansteigen, daß die Spannung am Pin 2 unter 8V fällt, schaltet die UVLO-Logik die Ansteuerimpulse ab und schickt wieder einen Anlaufstrom aus dem Pin 2. Sollte CP023, z.B. bei einer Überlast auf der Sekundärseite, wieder bis an den Anlaufschwellschwert aufgeladen werden können, läuft das Netzteil wieder sanft mit einem Tastverhältnis von 2:15 an.

Bei Kristalltemperaturen über ca. 140°C schaltet sich das IC automatisch ab. Nach einer Abkühlung auf ca. 40°C startet das Netzteil wieder.

Betriebsspannungen und Signale

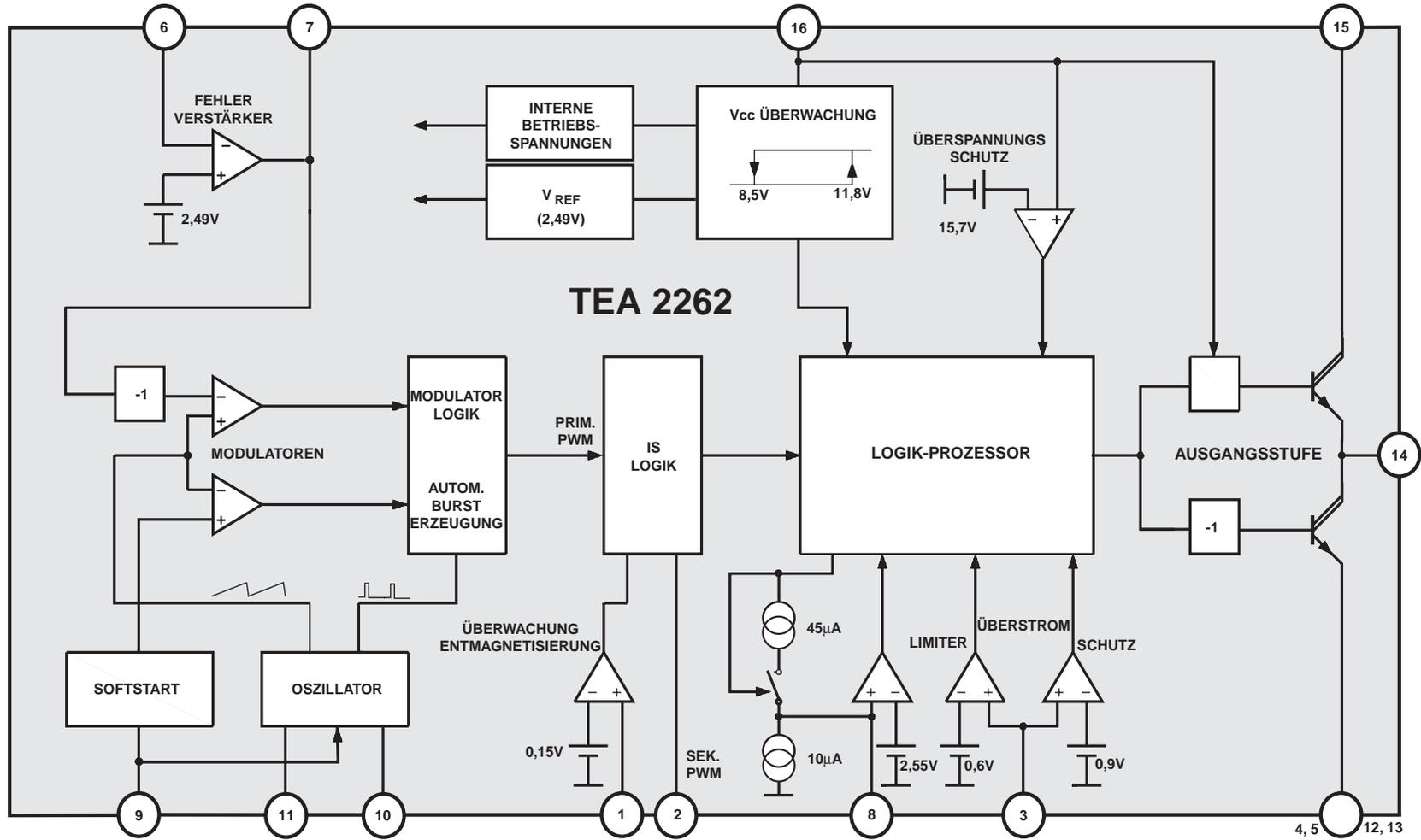
Das Standby-Netzteil liefert zwei Betriebsspannungen.

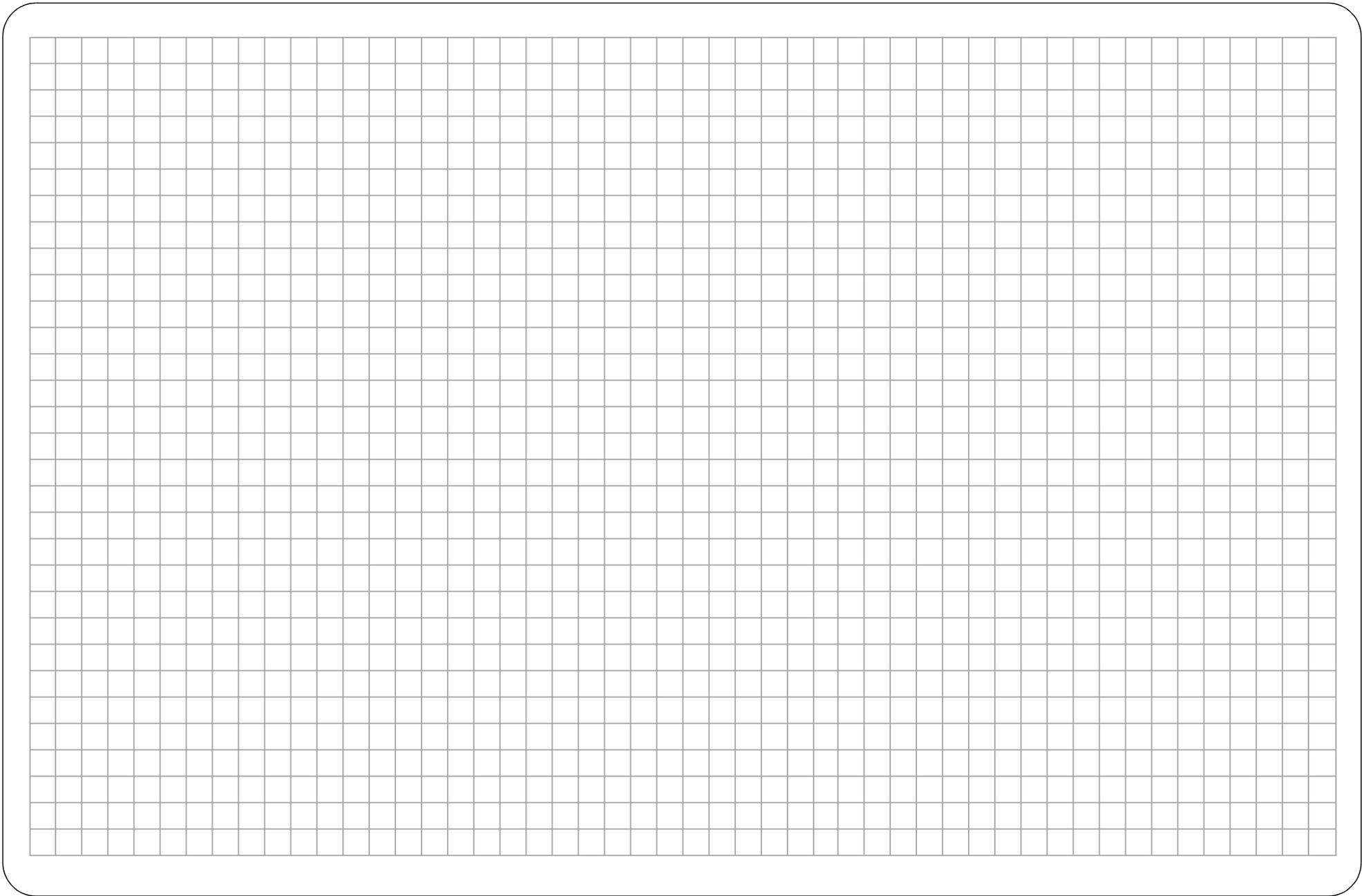
Die primäre Spannung +13V (VDD) dient als Anlaufspannung für das Primär-IC des Hauptnetzteils IP050 (TEA2262). Da diese Spannung auf 13V am Pin 2 des VIPer20 stabilisiert werden, ist die tatsächliche Spannung wegen des Spannungsabfalls über RP028 ein wenig höher (14,5V). Ist das Hauptnetzteil angeschwungen und stehen die Betriebsspannungen aus dem Hauptnetzteil zur Verfügung wird die +13V (VDD) über eine Schaltdiode (DP024) entkoppelt.

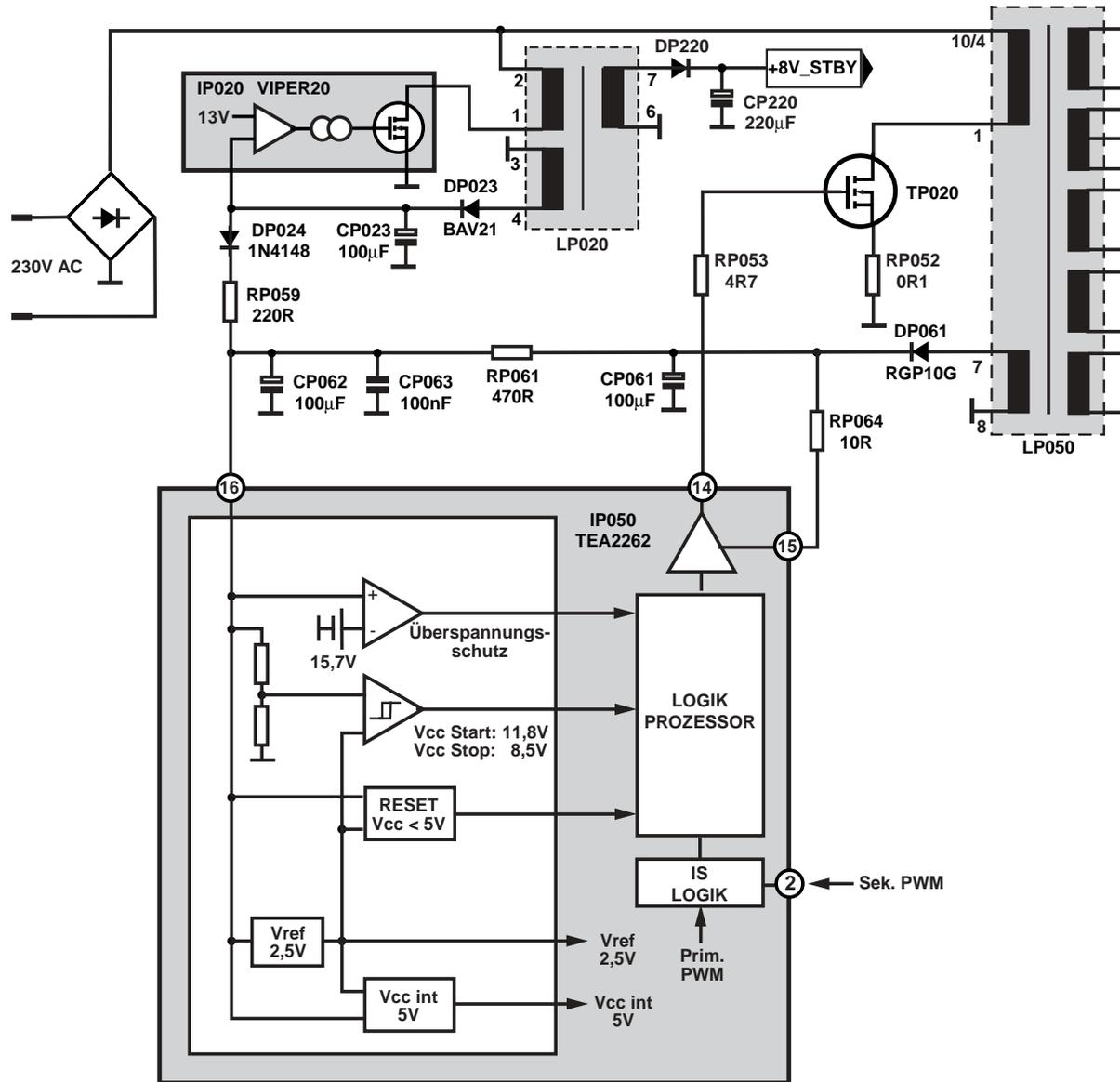
Die sekundäre Betriebsspannung +8V_STBY dient zur Speisung der Microcontroller-Stufe und des IR-Empfängers. Das IC IP220 erzeugt aus der +8V_STBY die Betriebsspannung +5V_UP und den Reset für den Microcontroller.

Das Signal INF_POW_FAIL nutzt die vom Wandlertrafo kommende Wechselspannung um für die Power-Fail-Stufe die Information zu erzeugen, ob ausreichend Energie für den Microcontroller zur Verfügung steht.

Der Schaltkreis TEA 2262

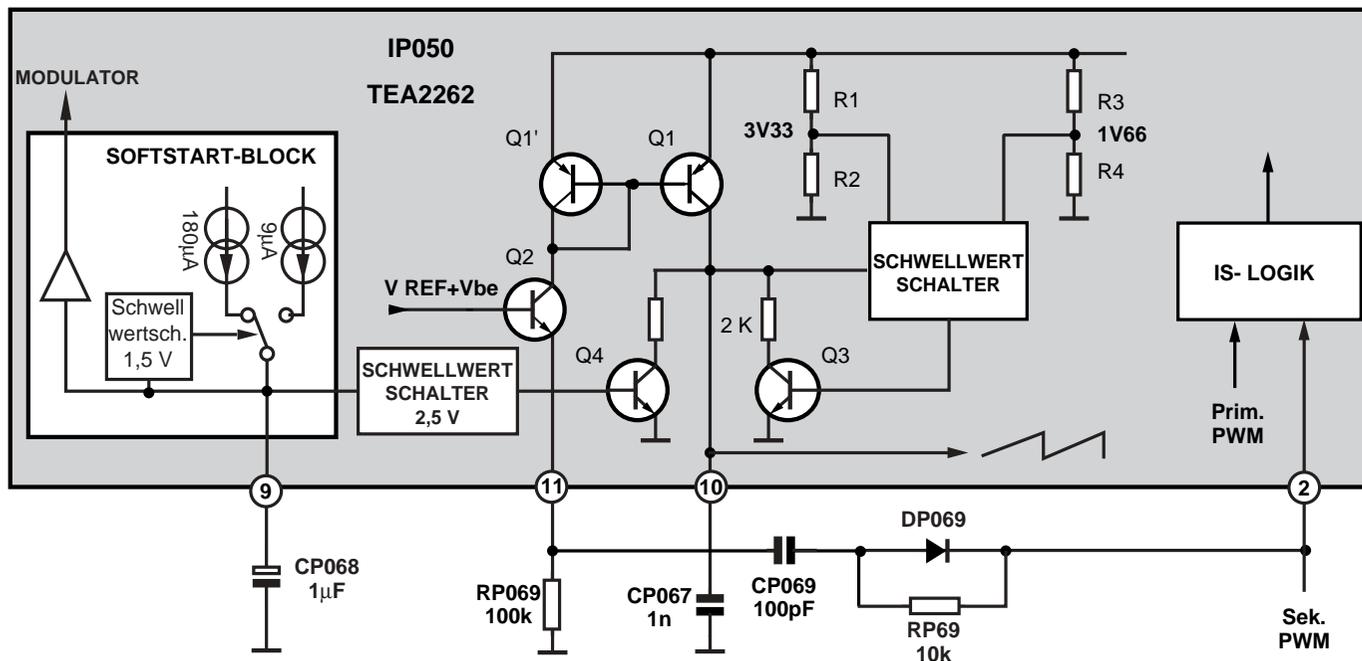






Spannungsversorgung und Anlauf

Das TEA2262 hat zwei Betriebsspannungseingänge:
 Pin 16: Betriebsspannungseingang für den Steuerteil des IC
 Pin 15: Versorgungsspannung für die Ausgangsstufe des IC.
 Bei einer Spannung von etwa 4 V am Pin 16 ist die interne Referenzspannung von 2,5V stabil. Der Oszillator im IC kann arbeiten. Bei 11,8V am Pin 16 erscheinen die ersten Ausgangsimpulse für den Schalttransistor TP020 am Pin 14. Wurde die Anlaufspannung von 11,8V am Pin 16 einmal überschritten, darf sich die Betriebsspannung des IC frei zwischen 15,7V und 8,5V bewegen. Werden 15,7V überschritten spricht der Überspannungsschutz im IC an und die Ausgangsimpulse werden gesperrt. Bei weniger als 8,5V am Pin 16 schaltet das IC ebenfalls, wegen Unterspannung, ab. Sollte eine der Schutzschaltungen im TEA2262 angesprochen haben, kann diese nur durch das Unterschreiten von 5V am Pin 16 zurückgesetzt werden (Reset Schutz).
 Mit dem Anschwingen des Netzteil bauen sich die primären Hilfsspannungen aus dem Wandlertrafo LP050 auf. In der Anlaufphase wird das TEA2262 aus dem Standby-Netzteil versorgt, im Vollastbetrieb erfolgt die Versorgung über DP061.

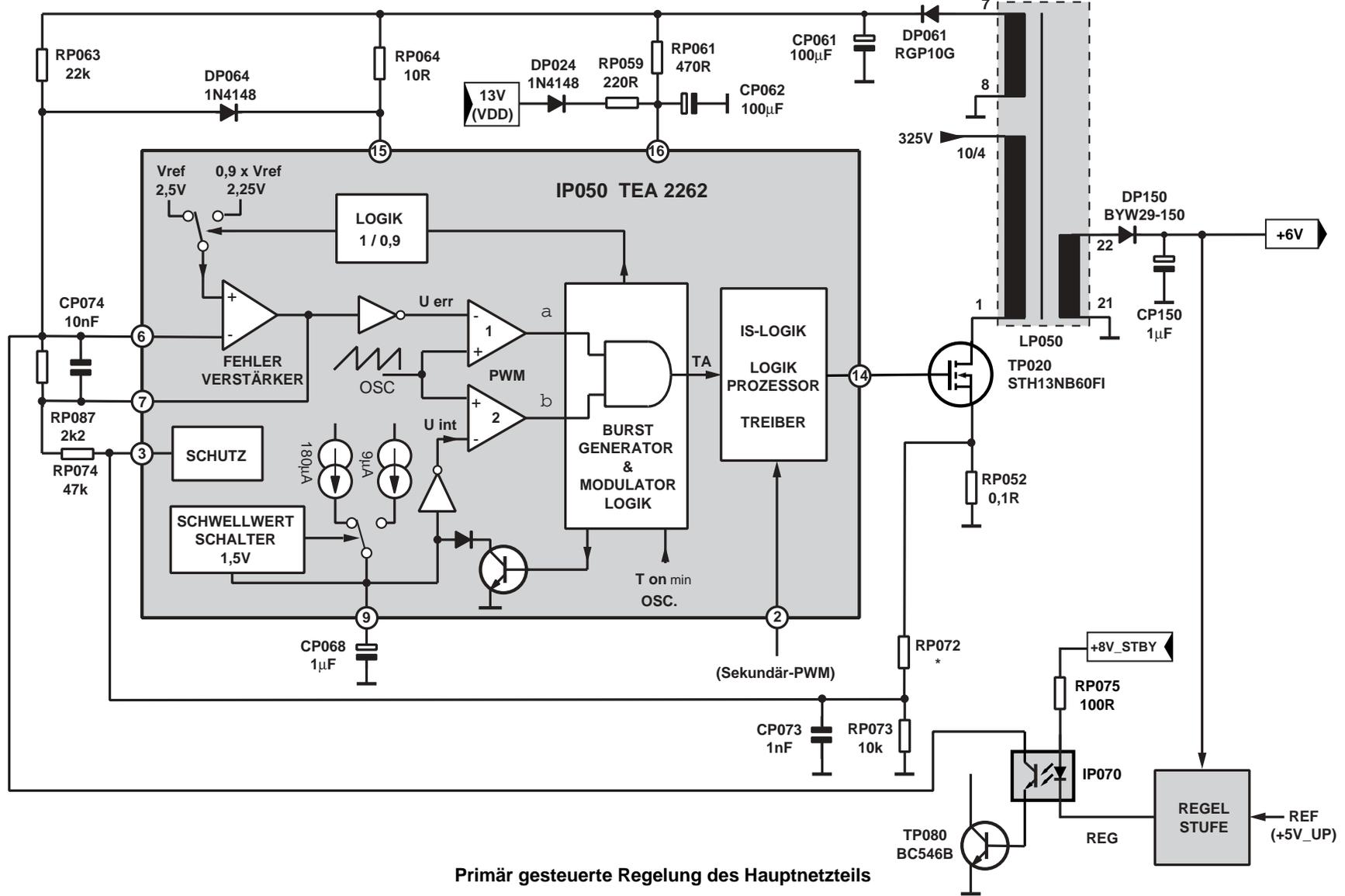


Oszillator

Mittels einer internen Stromspiegelschaltung wird CP067 mit einem durch RP069 definiertem Strom geladen. Bei einer Ladung von $2/3V_{cc}$ intern (= 3,3V) wird CP067 über einen internen 2kOhm Widerstand entladen. Der Entladevorgang wird abgebrochen, wenn die Ladung $1/3V_{cc}$ intern (= 1,6V) erreicht hat. Dann wird der Ladevorgang von neuem eingeleitet. Die so erzeugte Sägezahnspannung wird den internen Pulsweiten- Modulatoren als Trägerfrequenz zugeführt und dient den Logikstufen als Taktsignal.

Die Frequenz des Sägezahns ist über RP069 und CP067 auf ca. 17kHz festgelegt. Als Anlauffrequenz ist dieses jedoch wesentlich zu hoch. Deshalb wird, solange die Spannung über den Softstartkondensator CP068 die Spannung kleiner als 2,5V ist, mittels eines Schwellwertschalters und dem Transistor Q4 der Ladestrom des Kondensators CP067 auf ein viertel reduziert. Dies hat zur Folge, daß ein Ladevorgang viermal solange dauert und somit die Frequenz des Oszillators auf ca. 4,25kHz sinkt.

Die RCD-Kombination CP067/RP069/ DP069 differenziert eine positive Flanke des Signales am Pin 10 und führt die Spitzen auf den Pin 2. Dieses verhindert ein Blockieren der internen Logik speziell beim Anlaufen und im Acquisition-Mode des Netzteils.



Die primär gesteuerte Regelung

Befindet sich das Netzteil im Acquisition-Mode sind die Ablenkstufen abgeschaltet. Daher steht kein Zeilenrückschlagimpuls als Trägerfrequenz für eine Pulsweitenmodulation zur Ansteuerung des Schalttransistors TP020 zur Verfügung. Im Acquisition-Mode kann die Last 50W (max. 100W) betragen. Das erfordert eine kontinuierliche, lastgeregelte Ansteuerung des Schalttransistors mit PWM. Während dieser Betriebsart erzeugt das TEA2262 die PWM selber. Die Regel- (Last-) Information kommt über den Optokoppler von der Sekundärseite des Netzteils.

Fehlerverstärker

Der Fehlerverstärker besteht im wesentlichen aus einem Operationsverstärker. Pin 6 ist der Eingang für das Vergleichssignal ("Ist- Information") des Regelkreises. Der nichtinvertierende Eingang ist intern mit V_{REF} (2, 5V) oder mit $0,9xV_{REF}$ (2, 25V) verbunden. Die Umschaltung zwischen den Referenzspannungen geschieht durch die vom Burst-Generator/Modulator-Logik angesteuerte Logik. Liegt die Spannung am Eingang des Fehlerverstärkers zwischen 2,25V und 2,5V arbeitet der Fehlerverstärker als Gleichspannungsverstärker. Oberhalb oder unterhalb dieses Spannungsbereiches wird von der Modulator-Logik die PWM, die aus der Regelinformation des Fehlerverstärker erzeugt wird, gesperrt.

Pulsweiten-Modulatoren

Pulsweiten-Modulator 1 ist ein Komparator, der mit dem invertierten Ausgangssignal des Fehlerverstärkers und dem Sägezahn des Oszillators angesteuert

wird. Das Ausgangssignal des Modulators, eine PWM, bestimmt die Ladezeit des Wandlertrafos. Pulsweiten-Modulator 2 wird mit dem Sägezahn des Oszillators und einer internen Festspannung, die die maximale Einschaltzeit des Transistors festlegt, angesteuert. Das Ausgangssignal ist eine PWM mit dem maximal erlaubten Tastverhältnis. Während der Anlaufphase erzeugt Modulator 2 in Verbindung mit der externen Kapazität CP068 am Pin 9 eine PWM mit kontinuierlich ansteigendem Tastverhältnis um ein sanftes Anlaufen des Netzteils zu gewährleisten.

Modulator-Logik und Regelung

Die Modulator-Logik unterscheidet drei Spannungsbereiche am Eingang des Fehlerverstärkers:

$U_{Pin\ 6} 0V - 2,25V$: *Der primär gesteuerte Regelkreis ist noch nicht 'aufgestanden'.*

Die resultierende PWM aus dem Modulator 1 hat ein Tastverhältnis, das die maximale Einschaltzeit $T_{on\ max}$ des Schalttransistors überschreiten würde. Der Schalttransistor darf also nicht mit geregelten PWM aus Modulator 1 angesteuert werden, statt dessen erfolgt die Ansteuerung des Transistors mit der PWM aus dem Modulator 2, dessen Ausgangssignal wiederum von einer Steuerinformation (Laderampe des Softstartkondensators) abhängig ist.

$U_{Pin\ 6} 2,25V - 2,5V$: *Regelbereich der primär gesteuerten Regelung*

Liegt die Eingangsspannung des Fehlerverstärkers (Pin 6) in diesen Bereich, erzeugt das TEA2262 eine PWM, dessen Tastverhältnis abhängig von dieser Spannung ist. Sinkt die Spannung am Pin 6

steigt der positive Anteil in Tastverhältnis der PWM. Steigt die Spannung am Pin 6 wird der positive Anteil der PWM verringert.

$U_{Pin\ 6} > 2,5V$: *Überspannung / Sekundärregelung aktiv / Hauptnetzteil aus*

Liegt die Eingangsspannung des Fehlerverstärkers über 2,5V kann dieses mehrere Ursachen haben. In jedem Falle wird die im TEA2262 erzeugte PWM abgeschaltet. Mögliche Ursachen:

1. Die Spannungen auf der Primärseite des Netzteils sind hochgelaufen. Dieser Effekt wird beim ICC20 nicht genutzt. In anderen Schaltungskonzepten mit dem TEA2262 kann so eine primär geregelte Burstansteuerung des Schalttransistors realisiert werden. In einem solchen Konzept würde diese hohe Spannung am Pin 6 die vom TEA2262 ein Burstende bzw. eine Pause markieren
2. Die Sekundärregelung ist aktiv.

Am Pin 2 des TEA2262 liegt eine auf der Sekundärseite erzeugte PWM an (Master-Slave-Betrieb). Auf Grund des Tastverhältnisses (Vollbetrieb) sind die Betriebsspannungen auf ihren hohen Nominalwerten.

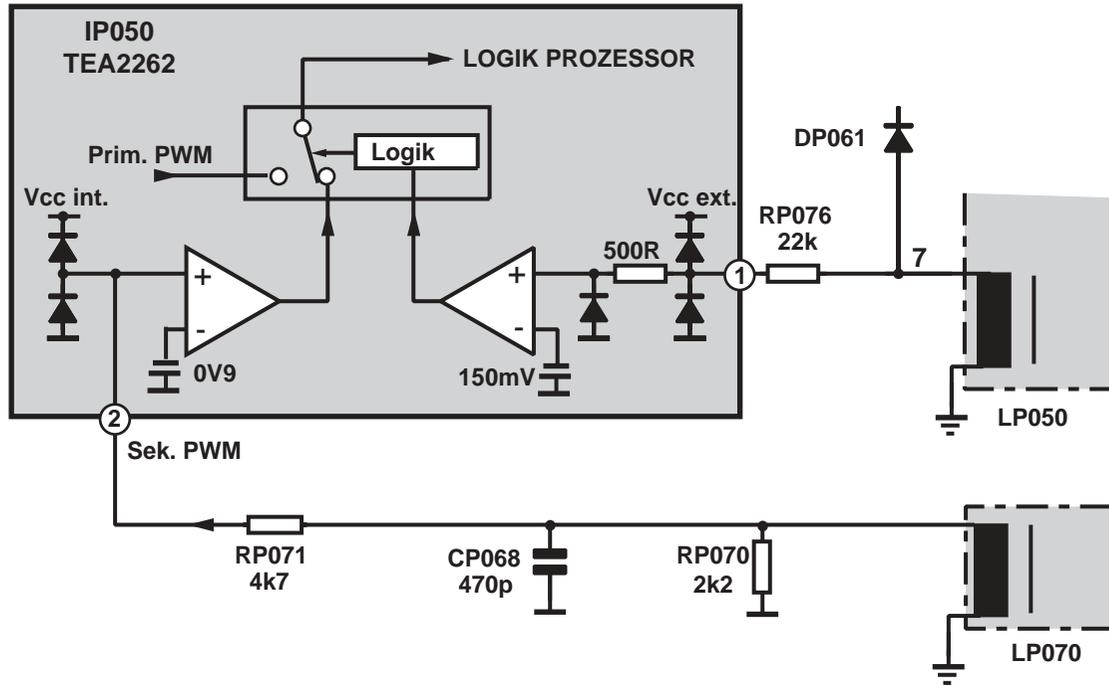
3. Die Spannung wird extern als Abschaltinformation angelegt.

Beim ICC20 geschieht dieses um das Hauptnetzteil im Standby- und Timerbetrieb auszuschalten.

Softstart

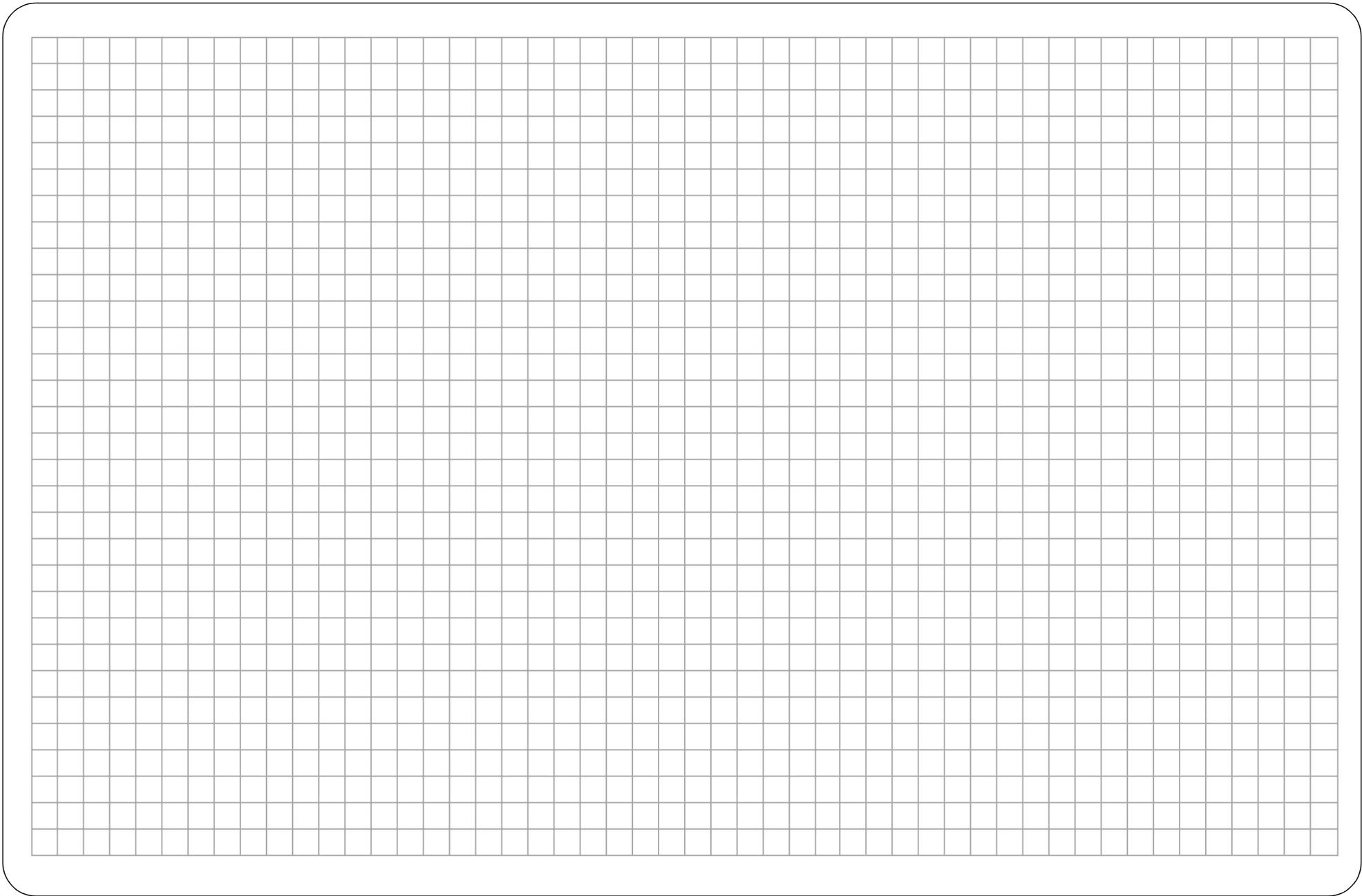
Beim Anlaufen des Netzteils ist die Regelinformation am Pin 6 sehr klein oder 0V. Die resultierende PWM könnte TP020 zerstören. Durch die Ladung von CP068 am Pin 9 wird eine PWM mit ansteigendem Tastverhältnis erzeugt. Um zu kurze Impul-

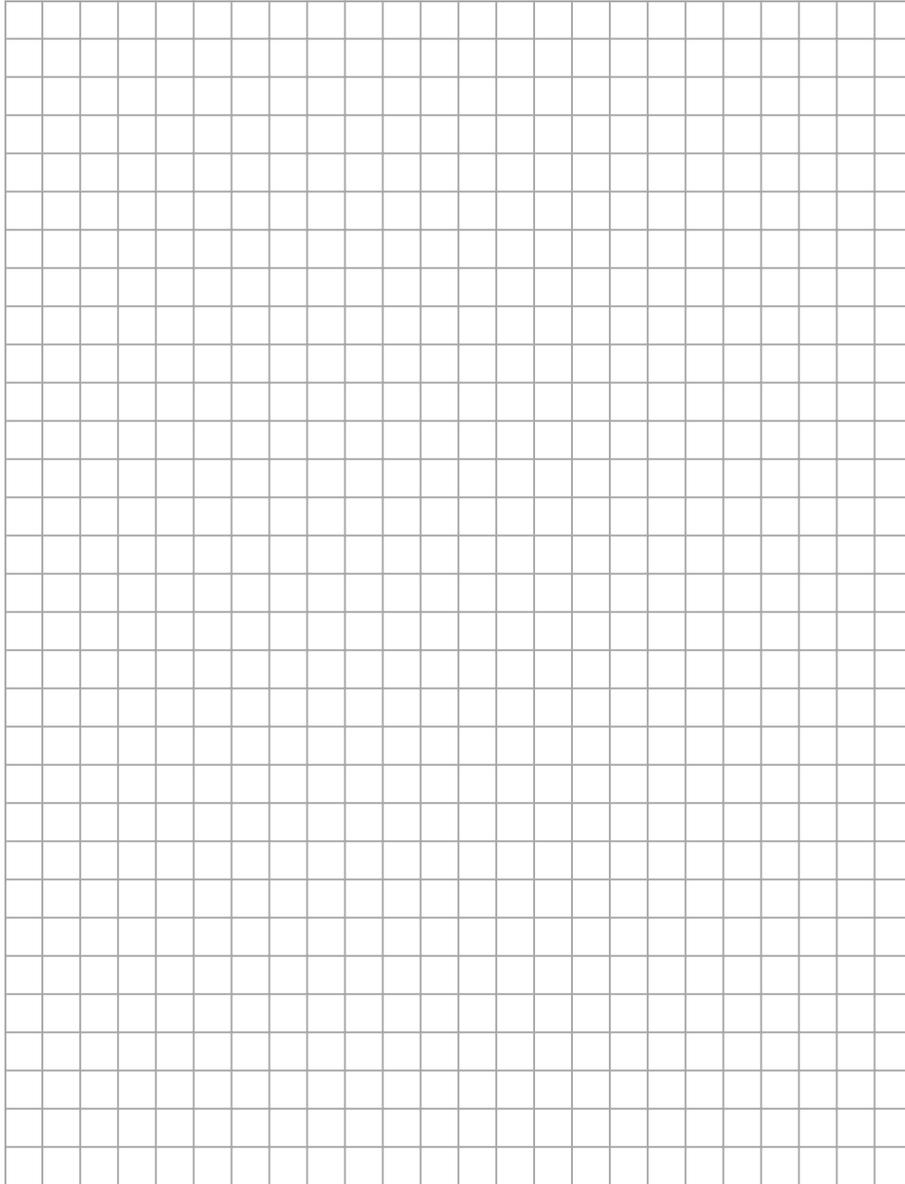
se zu vermeiden wird CP068 zunächst sehr schnell mit 180 μA geladen. Bei 1,5V Ladung wird der Ladestrom auf 9 μA verringert. Jetzt erscheinen die ersten kurzen Ansteuerimpulse am Pin 14. Das Tastverhältnis steigt mit der Ladung von CP068 an. Wenn die Ladung 2,7V erreicht hat, wird das Tastverhältnis auf 60: 40 (PWM max) begrenzt.



IS-Logik

Beim Übergang vom Standby-Betrieb zum Vollastbetrieb oder bei Überlast können Ansteuerimpulse vom Sekundärregler (IP170 Pin 1) und von der Primärregelung gleichzeitig auftreten. Da diese Impulse asynchron zueinander sind könnte der Schalttransistor zerstört werden. Die IS-Logik wird aktiviert, wenn Primär- und Sekundärimpulse gleichzeitig vorhanden sind. Die Logik selbst besteht aus zwei D-Flipflops und einigen Gattern. Liegt ein PWM-Impuls an wird das dazugehörige Flipflop gesetzt um das jeweils andere Ansteuersignal zu sperren. Beide Flipflops werden durch eine negative Flanke aus dem Komparator zurückgesetzt. Der Komparator mißt am Pin 1 die Entmagnetisierung des Wandlertrafos mittels einer primären Wechselspannung. Sinkt die Spannung am Pin 1 unter 150mV (das Magnetfeld im Trafo ist dann abgebaut) erfolgt der Reset der Flipflops.





Überstromschutz

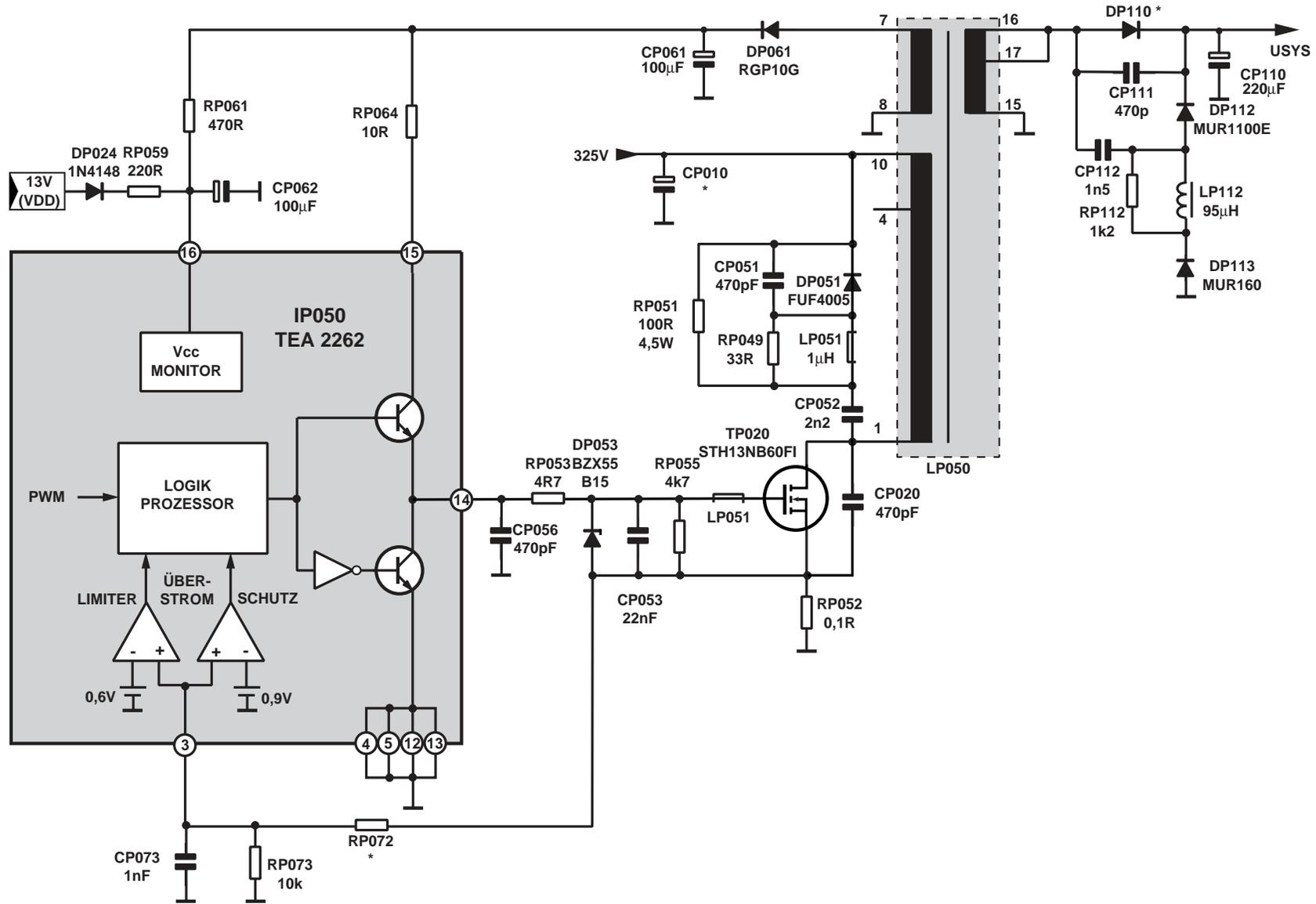
Der Strom durch den MOSFET-Schalttransistor TP020 wird als proportionaler Spannungsabfall über den Emitterwiderstand RP052 (0,1Ohm) gemessen. Meßeingang ist der Pin 3. Die Auswertung erfolgt durch eine Schaltung mit zwei Schwellwertstufen. Wird durch eine Überlast der erste Schwellwert (Pin 3 > 0,6V < 0,9V), werden zwei Funktionen ausgeführt. Zunächst wird der Schalttransistor sofort gesperrt. Der nächste Ansteuerimpuls kann ihn wieder einschalten. Das Netzteil läuft somit trotz Überlast weiter, jedoch entspricht die Breite der Ansteuerimpulse des Transistors nicht der, die von der Regelstufe vorgegeben wird. Durch diese Pulsbreitenbegrenzung wird eine Begrenzung des Stromes durch den Transistor bewirkt. Gleichzeitig wird der Kondensator CP077 am Pin 8 für die Zeit der Überlast aus einer internen Stromquelle mit 35 µA geladen (10 µA fließen in die zweite Stromquelle). Im normalen Betrieb wird CP077 kontinuierlich durch die 10 µA Stromquelle entladen. Wird CP077 durch eine andauernde Überlast oder durch rasch aufeinander folgende kürzere Überlasten auf über 2,6V geladen, werden die Ansteuerimpulse zum Schalttransistor gesperrt und das Netzteil abgeschaltet. Ein erneutes Anlaufen des Netzteils kann erst erfolgen, wenn der Logikprozessor durch das Absinken der Betriebsspannung des IC unter 5,5V zurück gesetzt worden ist, d. h. das Gerät muß mit dem Netzschalter aus und dann wieder eingeschaltet werden. Auf Grund dieser Eigenschaften werden vorübergehende Überlastzustände im Gerät vom Netzteil toleriert. Ein Ansprechen dieser Schutzschaltung im Standby-Betrieb

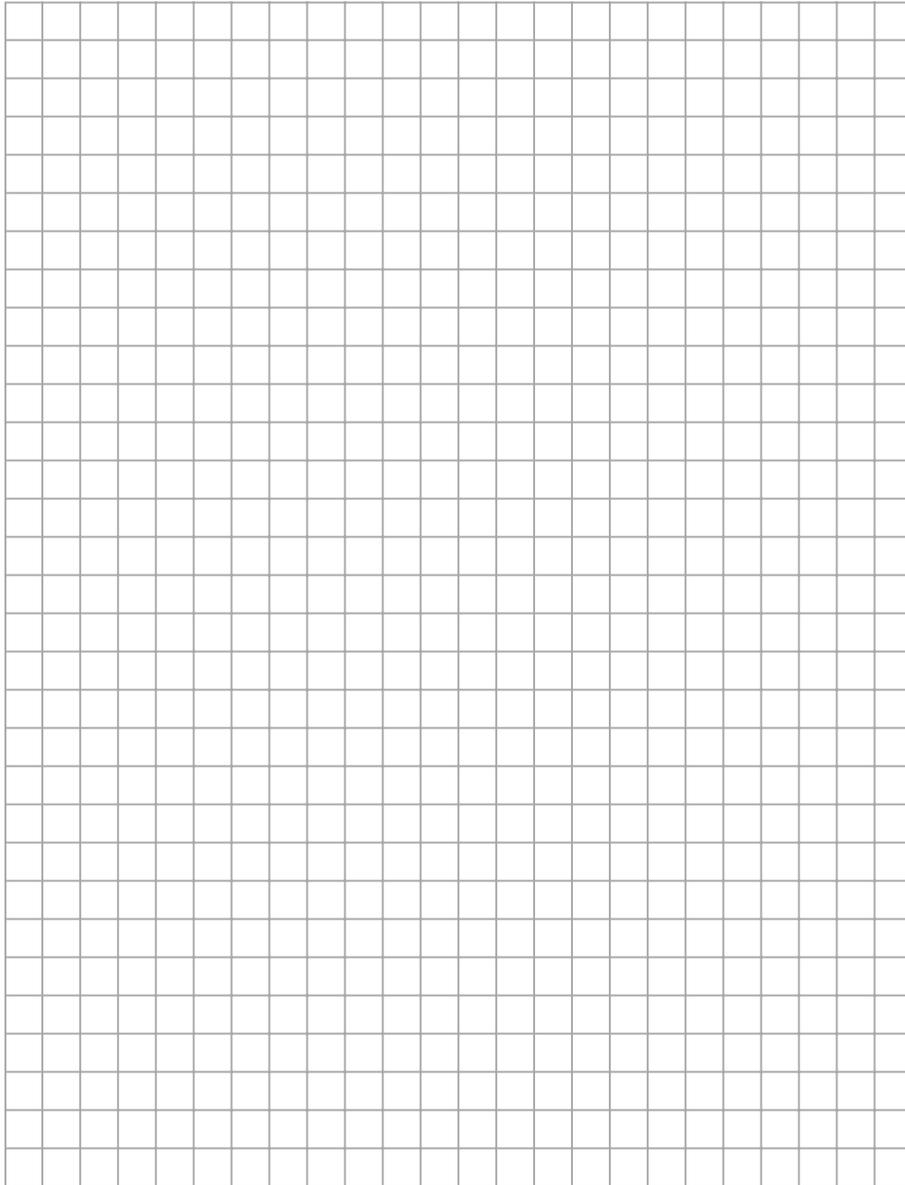
verringert über Transistor TP027 und Diode DP060 die Frequenz des Oszillators im TEA2262 durch eine Verringerung des externen Ladestromes in CP063. Im Falle einer starken Überlast oder eines Kurzschlusses steigt der Strom durch den Schalttransistor trotz der Pulsbreitenbegrenzung weiter an. Wird der zweite Schwellwert (Pin 3 > 0, 9V) überschritten, schaltet das Netzteil sofort endgültig ab und kann erst nach einem Reset des Logikprozessors (Aus- und wieder Einschalten des Gerätes mit dem Netzschalter) wieder anlaufen.

Der Widerstand RP074 erhöht im Acquisition-Mode des Netzteils den Strom im RP073 und begrenzt somit die maximale Ausgangsleistung für diese Betriebsart auf ca. 100W.

Überspannungsschutz

Steigt die Betriebsspannung des ICs am Pin 16 über 15, 7V, schaltet ebenfalls das Netzteil sofort endgültig ab. Erst nach einem Reset des Logikprozessors wiederanlaufen.

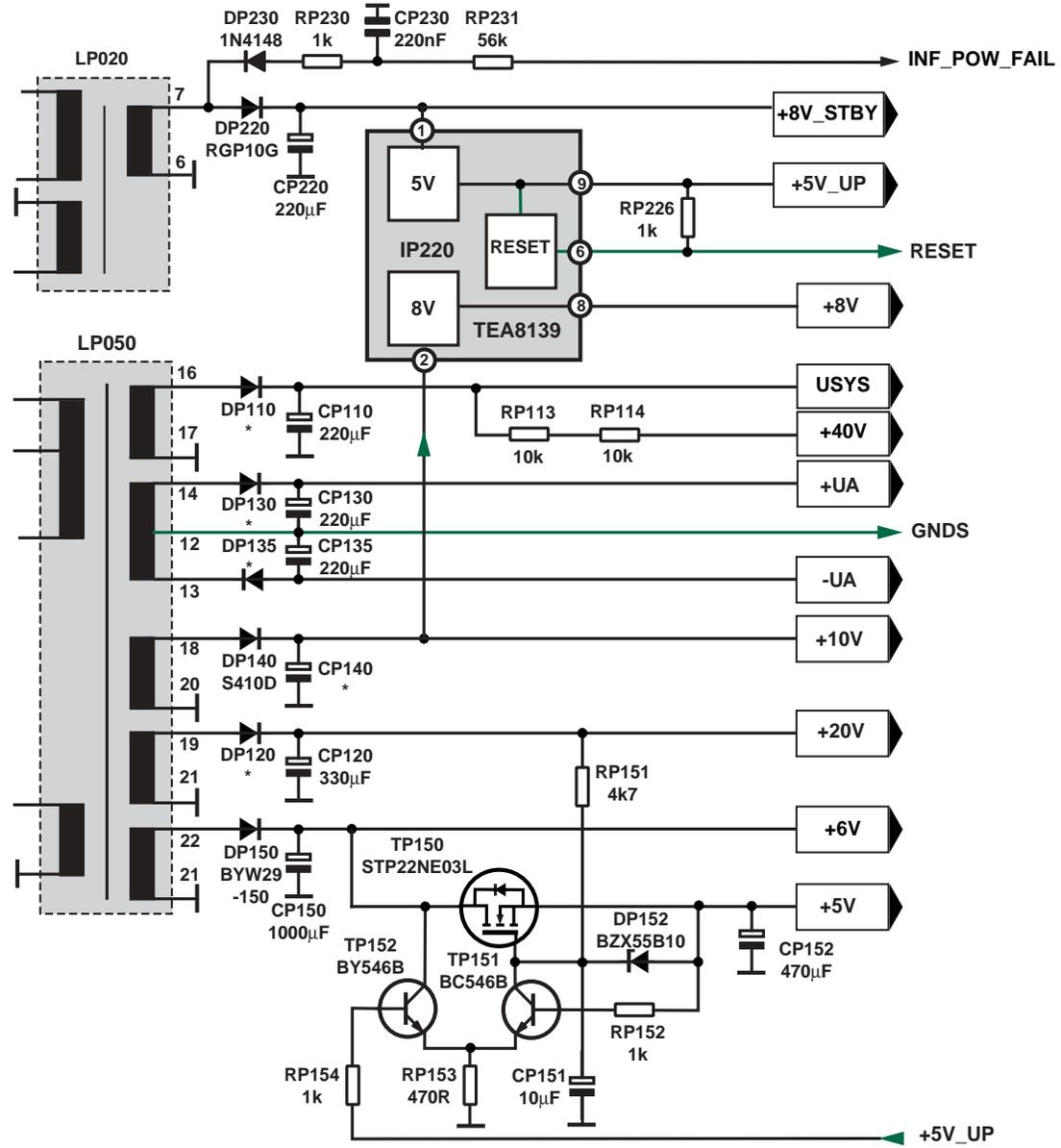




Ansteuerung des TP020

Während der Einschaltzeit des Schalttransistors TP020 kommt über den oberen Ausgangstransistor des TEA2262 und dem Widerstand RP064 aus der Betriebsspannungsschiene des TEA2262 positive Spannung von ca. 12V an den Pin 14. Es fließt ein Strom über RP053 in das Gate des TP20. Die Höhe des Gatestroms wird hierbei von RP064 und RP053 definiert. Die Kapazitäten CP056 und CP053 verringern die Flankensteilheit der Ansteuerimpuls und reduzieren so Störstrahlung. Der Widerstand RP055 definiert das Gatepotential auf Masse um ein undefiniertes Einschalten zu verhindern. Die Diode DP053 begrenzt die Gatespannung und schützt das Gate vor z.B. Spannungsspitzen aus dem Netz. Eine Ferritperle (LP055) im Gatesignalweg verhindert Störungen im Bild.

Der primärseitige Snubber-Kreis bestehend aus CP052, DP051, RP0051, RP049, CP051 und LP051 begrenzt die beim Sperren des Schalttransistors entstehende Spannungsspitze, die die Verlustleistung im Transistor erhöhen und Störstrahlung verursachen würde. Ein zweiter Snubberkreis auf der Sekundärseite (CP112/CDP112/DP113/LP112/RP112) hat die gleiche Aufgabe.



**Betriebsspannungen aus dem Hauptnetzteil
Low Power Geräte (35W Picture Power, 20W Audio)**

Spannung	Bild	Mute	1/8 Lautst.	100% Lautst.
+USYS	Schwarz	134.1V	134.0V	134.0V
	Weiß	134.0V	134.0V	134.1V
+20V	Schwarz	21.6V	21.6V	21.6V
	Weiß	21.7V	21.7V	21.7V
+10V	Schwarz	11.8V	11.6V	11.2V
	Weiß	11.9V	11.8V	11.6V
+6V	Schwarz	6.5V	6.6V	6.4V
	Weiß	6.6V	6.6V	6.6V
+8V	Schwarz	8.0V	8.0V	8.0V
	Weiß	8.0V	8.0V	8.0V
+5V	Schwarz	5.0V	5.0V	5.0V
	Weiß	5.0V	5.0V	5.0V
+UA	Schwarz	171V	15.5V	14.8V
	Weiß	17.0V	15.8V	15.2V
-UA	Schwarz	-16.5V	-15.2V	-14.3V
	Weiß	-16.5V	-15.4V	-14.9V

**Betriebsspannungen aus dem Hauptnetzteil
High Power Geräte (60W Picture Power, 40W Audio)**

Spannung	Bild	Mute	1/8 Lautst.	100% Lautst.
+USYS	Schwarz	137.1V	137.0V	137.0V
	Weiß	137.1V	137.0V	137.0V
+20V	Schwarz	22.1V	21.6V	21.5V
	Weiß	22.1V	21.9V	21.9V
+10V	Schwarz	11.7V	11.3V	11.1V
	Weiß	11.8V	11.7V	11.6V
+6V	Schwarz	6.4V	6.3V	6.2V
	Weiß	6.6V	6.5V	6.5V
+8V	Schwarz	8.2V	8.2V	8.2V
	Weiß	8.2V	8.2V	8.2V
+5V	Schwarz	5.1V	5.1V	5.1V
	Weiß	5.1V	5.1V	5.1V
+UA	Schwarz	18.5V	15.9V	15.4V
	Weiß	17.9V	16.3V	16.2V
-UA	Schwarz	-17.2V	-15.1V	-14.7V
	Weiß	-16.9V	-15.7V	-15.5V

Sekundäre Betriebsspannung aus dem Standby-Netzteil

	Vollbetrieb	Timer Mode	Standby
+8V_STBY	10.5V	10.4V	11.1V
+5V_UP	5.1V	5.1V	5.1V

Anlauf des Hauptnetztes

Das Hauptnetzteil darf nur anlaufen, wenn sich das Gerät im Standby- oder Timer-Betrieb befindet. Das Einschalten wird vom Microcontroller über dessen Po-Port Pin39 vorgenommen. Voraussetzung für ein Anlaufen des Hauptnetztes ist es folglich, daß das Standby-Netzteil läuft, der Microcontroller mit Betriebsspannung (+5V_UP) und der Freigabe durch den Reset versorgt ist. Im Standby-Betrieb ist an den Betriebsspannungseingängen des TEA2262 (Pin 15 und Pin 16) ausreichend Spannung aus dem Standby-Netzteil vorhanden. Die Siebkapazität CP061 ist auf ca. 14V aufgeladen. Ein Anlaufen des Hauptnetztes wird nur dadurch verhindert, daß der Fototransistor im Optokoppler IP060 hochohmig ist und am Pin 6 des TEA2262 eine Spannung >2,5V steht. Die Spannung kommt über RP063 aus der Betriebsspannungsschiene des ICs.

Solange der Microcontroller auf den Einschaltbefehl wartet, liegt der Pin 39 auf H-Pegel. Transistor TR120 leitet und legt das Signal PO auf Massepotential. Hierdurch sperrt TP185 im Differenzverstärker. Die Kathode der LED im Optokoppler IP070 ist offen. Die LED kann nicht leuchten, der Fototransistor bleibt hochohmig. Kommt der Einschaltbefehl (IR-Fernbedienung, Bedienfeld, AV-Schaltspannung, Software...) wird Pin 39 auf L-Pegel gelegt, TR120 sperrt und die Basis des TP185 wird aus der +5V_UP über RP182 und RP187 positiv. TP185 wird niederohmig und legt die Kathode der LED über RP185 an Masse. Es fließt ein Strom durch die LED und sie leuchtet. Der Fototransistor wird niederohmig und zieht die Spannung am Pin 6

des TEA2262 unter 2,25V, Das Hauptnetzteil startet mit einem Softstart. Weil zunächst noch die Betriebsspannungen aus dem Hauptnetzteil sehr klein oder 0V sind, bleibt die Basisspannung von TP184 unter dessen Emitterspannung (die ist zu diesem Zeitpunkt nur abhängig vom Strom durch TP185). TP184 sperrt und kann den Strom durch die LED nicht beeinflussen. LED und Fototransistor bleiben relativ niederohmig, die Spannung am Pin 6 bleibt unter 2,25V. Das Hauptnetzteil bleibt im gesteuerten Softstart-Mode.

Mit den steigenden Betriebsspannungen wird auch die Basis des TP184 so weit positiv, daß TP184 leitend wird. Der Strom, der durch TP184 fließt, sorgt für einen zusätzlichen Spannungsabfall über RP185. Der Emitter von TP185 wird positiver, TP185 wird hochohmiger und der Strom durch die LED und den Fototransistor geht zurück. Die Spannung am Pin 6 steigt auf über 2,25V. Die Modulator-Logik im TEA2262 schaltet auf die PWM des vom Fehlerverstärker angesteuerten Modulators um. Das Hauptnetzteil wird jetzt über die +6V geregelt und befindet sich somit im sogenannten Acquisition-Mode.

Die positive Flanke des Stromes durch den Fototransistor beim Einschalten des Hauptnetztes bewirkt durch den Spannungsabfall über RP061 eine negative Flanke am Kollektor des TP080. Diese wird durch CP080 differenziert und gelangt als negativer Impuls an den Pin 1 des TEA2262. Dort bewirkt der Impuls ein Rücksetzen der internen Logik des ICs und verhindert ein Blockieren des TEA2262 z.B. durch ESD während des Standby-Betriebes.

Acquisition-Mode

Der Acquisition-Mode des Hauptnetztes ist eine Art "High Power Standby-Betrieb". Eine solche Betriebsart wird für zwei Aufgaben benötigt: Beim Übergang des Gerätes vom Standby- oder Timerbetrieb in den Vollbetrieb und für spätere Chassisvarianten, die mit möglichen Erweiterungen wie Satellitenempfänger oder TAK-TV vorgesehen. Diese Stufen können auch dann aktiv sein, wenn die Ablenkstufen abgeschaltet sind. Der Leistungsbedarf dieser Stufen von einigen zehn Watt kann das Standby-Netzteil nicht liefern.

Im Acquisition-Mode werden die Ansteuerimpulse (PWM) für den Schalttransistor des Hauptnetztes daher nicht wie im Vollbetrieb auf der Sekundärseite erzeugt, sondern im TEA2262 auf der Primärseite (primär gesteuerte Regelung). Die Regelgröße, die +6V, wird auf der Sekundärseite gemessen und in einer Regelstufe (TP185/TP184) mit einer Referenz (+5V_UP) verglichen. Die Regelinformation wird dann, wie schon oben beschrieben, über den Optokoppler auf die Primärseite übertragen. Die Umschaltung vom Standby-/Timerbetrieb in den Acquisition-Mode und vom Acquisition-Mode in den Vollbetrieb wird vom Microcontroller mittels der Signale PO und AQR_ON vorgenommen.

Regelung im Acquisition-Mode

Die Regelstufe für den Acquisition-Mode besteht aus dem Differenzverstärker TP184/TP185/RP185. Der Strom durch RP185 ist immer konstant und bildet sich aus der Summe der Ströme durch die beiden Transistoren. Durch das Sperren des Transistors TP120 beim Einschalten des Hauptnetztes gelangt die hochstabile Be-

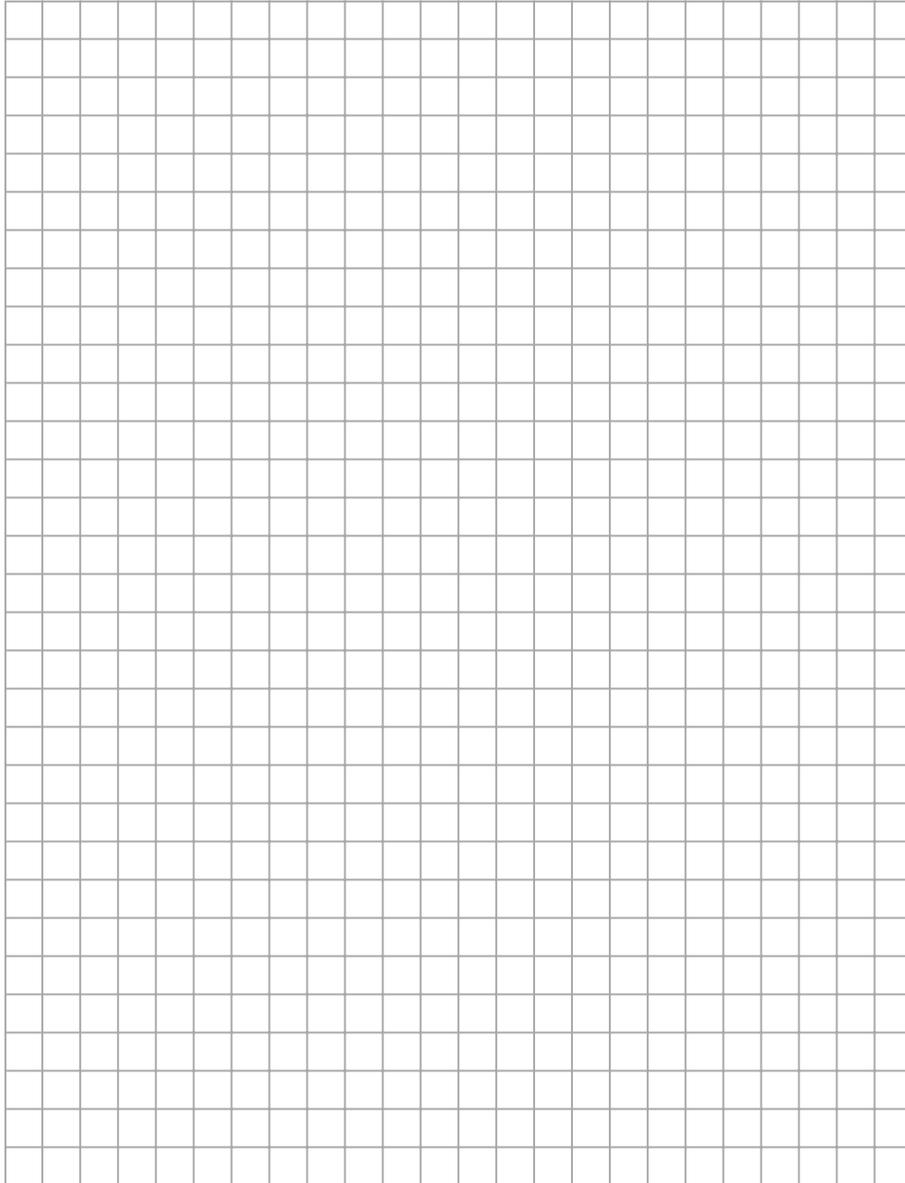
triebsspannung +5V_UV über die Widerstände RP182 und RP187 an die Basis des TP185 und bildet so eine Referenz. Die Größe des Stroms, der durch TP185 (und durch die LED des Optokopplers) fließt, ist abhängig von der Höhe der Emitterspannung. Diese wiederum ist abhängig vom Strom durch TP184 und somit von der Höhe der +6V.

Der Strom durch die LED und durch den Fototransistor des Optokopplers bewirken am Pin 6 eine Regelinformation im Spannungsbereich von 2,25V und 2,5V.

Vom Acquisition-Mode in den Vollbetrieb

Mit dem Anlaufen des Standby-Netztes und des Resets des Microcontrollers geht zunächst der Pin 39 auf H-Pegel (Hauptnetzteil aus) gleichzeitig wird vom Microcontroller auch der Pin 20 (AQR_ON) auf H-Pegel (ca. 0,8V) gelegt. Der Transistor TP221 leitet und bildet mit RP184 und RP225 einen Spannungsteiler der die +6V vor der Regelstufe herunterteilt. Wird das Hauptnetzteil eingeschaltet (Pin36 L-Pegel) bleibt Pin 20 auf H-Pegel. Die Regelstufe erhält nur ein dem Teilverhältnis entsprechenden Teil der +6V.

Etwa 100ms nachdem die Ansteuerung der Horizontalablenkung eingeschaltet wurde, legt der Microcontroller Pin 20 auf L-Pegel. TP184 erhält an der Basis die ungeteilte +6V und geht daraufhin in die Sättigung. Der Strom durch TP184 wird so groß, daß der resultierende Spannungsabfall über RP185 den TP185 sperrt. Der Fototransistor des sperrt, die Spannung an Pin 6 des TEA2262 steigt über 2,5V. Die internen Modulatoren werden abgeschaltet und das Netzteil wird jetzt nur von der im sekundären Modulator IP170 erzeugten PWM angesteuert.



Vollbetrieb des Hauptnetzteils

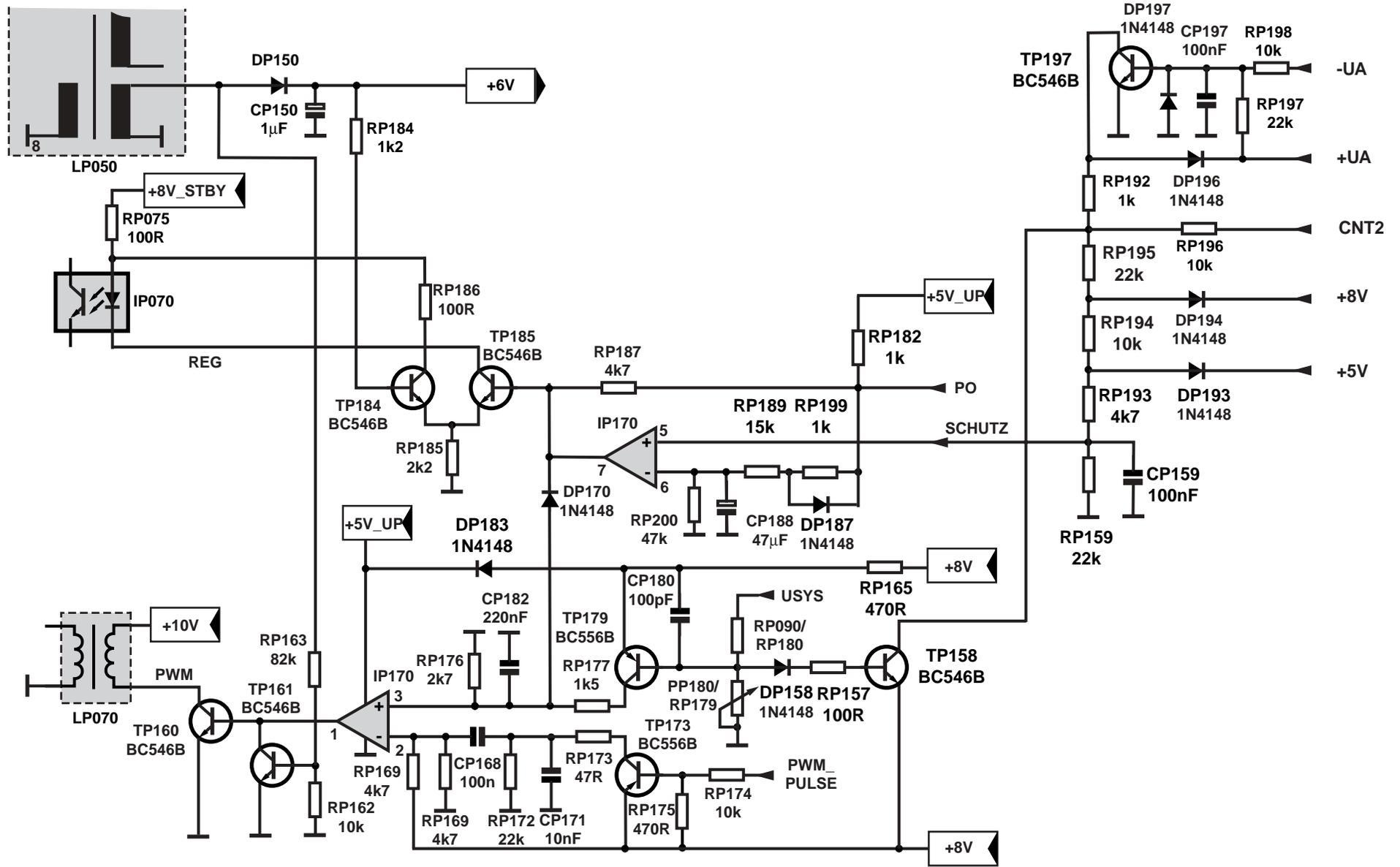
Im Vollbetrieb wird das primäre Netzteil-IC TEA2261 nach dem Master-Slave-Prinzip betrieben. Eine Regelstufe auf der Sekundärseite überwacht die Systemspannung USYS und erzeugt eine Pulsweiten-Modulation, die über einen Impulstrafo auf die Primärseite übertragen wird. Im TEA2262 wird diese PWM lediglich mit den primären Schutzfunktionen verknüpft und verstärkt.

Die Regelstufe

Die Regelstufe besteht im wesentlichen aus einem Komparator des IC IP170, den Transistoren TP173 und TP179 dem Integrierglied RP173/CP171 und dem Spannungsteiler RP090/RP180/PP180/RP179. Dieser Spannungsteiler teilt die USYS zu einer proportionalen Gleichspannung herunter. PP180 ist der USYS-Einsteller. Die heruntergeteilte Systemspannung geht auf die Basis des TP179 um mit einer am Emitter anliegenden Referenzspannung verglichen zu werden. Die Referenzspannung stammt aus der +8V und wird mittels der Diode DP183 auf die +5V_UP geklemmt. Sie beträgt 5,7V. DP183 sorgt für eine Temperaturkompensation des TP179. Die resultierende Spannung am Kollektor ist die Modulationsspannung für den folgenden PWM-Modulator IP170. RP177/CP182 erzeugen eine Regelzeitkonstante, die die Regeleigenschaften festlegt und die Bandbreite begrenzt. RP177 und RP176 gehen mit in die Arbeitpunkteinstellung des Modulators ein. Die Trägerfrequenz für die PWM wird aus dem negativen Zeilenrückschlagimpuls PWM_PULSE gewonnen. Dieser kommt aus dem DST, wird mit RP174/RP175 geteilt und im Transistor TP173 mit dessen

Emitterspannung verglichen.

Während der Horizontalhinlaufzeit wird CP171 über TP173 und RP173 geladen. RP173 begrenzt den Ladestrom. Während des Zeilenrücklaufes sperrt TP173 und CP171 wird über RP172 entladen. Über CP171 entsteht eine zeilenfrequente Sägezahnspannung, die über CP168 entkoppelt dem Komparator/Modulator IP170 Pin 3 zugeführt wird. Der Spannungsteiler RP168/RP169 stellt den DC-Arbeitspunkt ein. Der Arbeitspunkt ist so gewählt, daß die maximale t_{on} -Zeit auf maximal 40% (=12,8ms) des Tastverhältnisses begrenzt ist. IP170 vergleicht die Sägezahnspannung am Pin 2 mit der am Pin 3 anstehenden heruntergeteilten Systemspannung. Die Differenz zwischen den beiden Spannungen stellt die t_{on} -Zeit (=H-Pegel) in der entstehenden PWM am Pin 1 dar. Diese PWM wird der Basis des Transistors TP160, dem Treiber des Impulstrafo zugeführt. Mit einem H-Pegel an der Basis des TP160 liefert dieser Übertrager, unter Bewahrung der galvanischen Trennung, eine positive Spannung auf die Primärseite des Netzteils. Die wird über RP071 auf den Pin 2 des TEA2262 gegeben. Im TEA2262 verstärkt steuert die PWM dann den MOS-FET-Schalttransistor an. Transistor TP161 verhindert ein Einschalten des Schalttransistors TP020 und Nachladen des Wandlertrafo falls, auf Grund von starken Laständerungen, der Wandlertrafo während der letzten Entladephase nicht vollständig entmagnetisiert wurde. Solange sich noch Energie im LP050 befindet, wird in der Wicklung 22/21 eine positive Spannung induziert. Die schaltet TP161 ein und verhindert, daß PWM an die Basis von TP160 gelangt.



Sekundärseitige Schutzschaltung des Netzteiles

Sollte auf der Sekundärseite des Gerätes ein Kurzschluß oder eine Überlast auftreten, wird der zusätzliche Strom die Schutzschaltung im TEA2262 auf der Primärseite in den meisten Fällen nicht aktivieren können. Um auch diese, zur Primärseite des Netzteil lose gekoppelten, Betriebsspannungen zu überwachen, wird auf der Sekundärseite des Netzteiles eine zusätzliche Schutzschaltung mit einem Operationsverstärker des IC IP170 (LM393) eingesetzt.

Ein OP-AMP in IP170 erhält am Pin 6, dem invertierenden Eingang, über die Widerstände RP182, RP199, RP189 und RP200 eine Referenzspannung von ca. 3,7V aus der Betriebsspannung +5V_UP. Die Referenzspannung wird mit PO vom Microcontroller eingeschaltet. Mit der Kapazität CP188 wird beim Einschalten des Gerätes die Aktivierung der Schutzschaltung verzögert, um zu verhindern, daß die sich noch nicht voll aufgebauten Betriebsspannungen die Schutzschaltung auslösen können. Die Diode DP187 stellt sicher, daß nach

dem Ausschalten und dem nächsten Einschalten des Gerätes CP188 sicher entladen wird.

Im Normalbetrieb ist die Spannung am nichtinvertierenden Eingang des OP-AMPs Pin 5 mit ca. 4,7V höher als die Spannung am Referenz-Eingang Pin 2 (3,7V). Der resultierende H-Pegel an Ausgang der Komparators, Pin 7, sperrt DP170 und hat keinen Einfluß auf die Basisspannung von TP185 oder auf den PWM-Modulator.

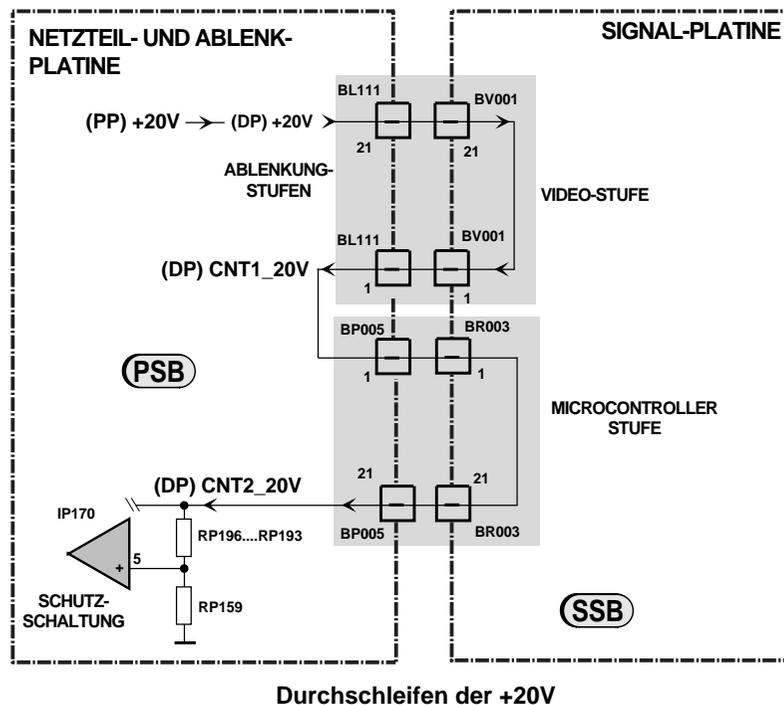
Fällt die Spannung am Pin 5 des IP170 jedoch unter die Referenzspannung am Pin 6, kippt der Ausgang, Pin 7, auf L-Pegel und der Schutz wird ausgelöst. Im Vollbetrieb wird DP170 dann leitend und die Modulationsspannung wird kurzgeschlossen. Der Modulator erzeugt keine PWM mehr, das Hauptnetzteil schaltet ab. Befindet sich das Gerät im Acquisitions-Mode, wird mit einem L-Pegel an der Basis von TP185 dieser sofort sperren. Der Strom durch die LED des Optokoppler wird hochohmig und die Spannung am Pin 6 des TEA2262 steigt auf über 2,5V an. Der TEA2262 schaltet die primär erzeugte PWM sofort ab.

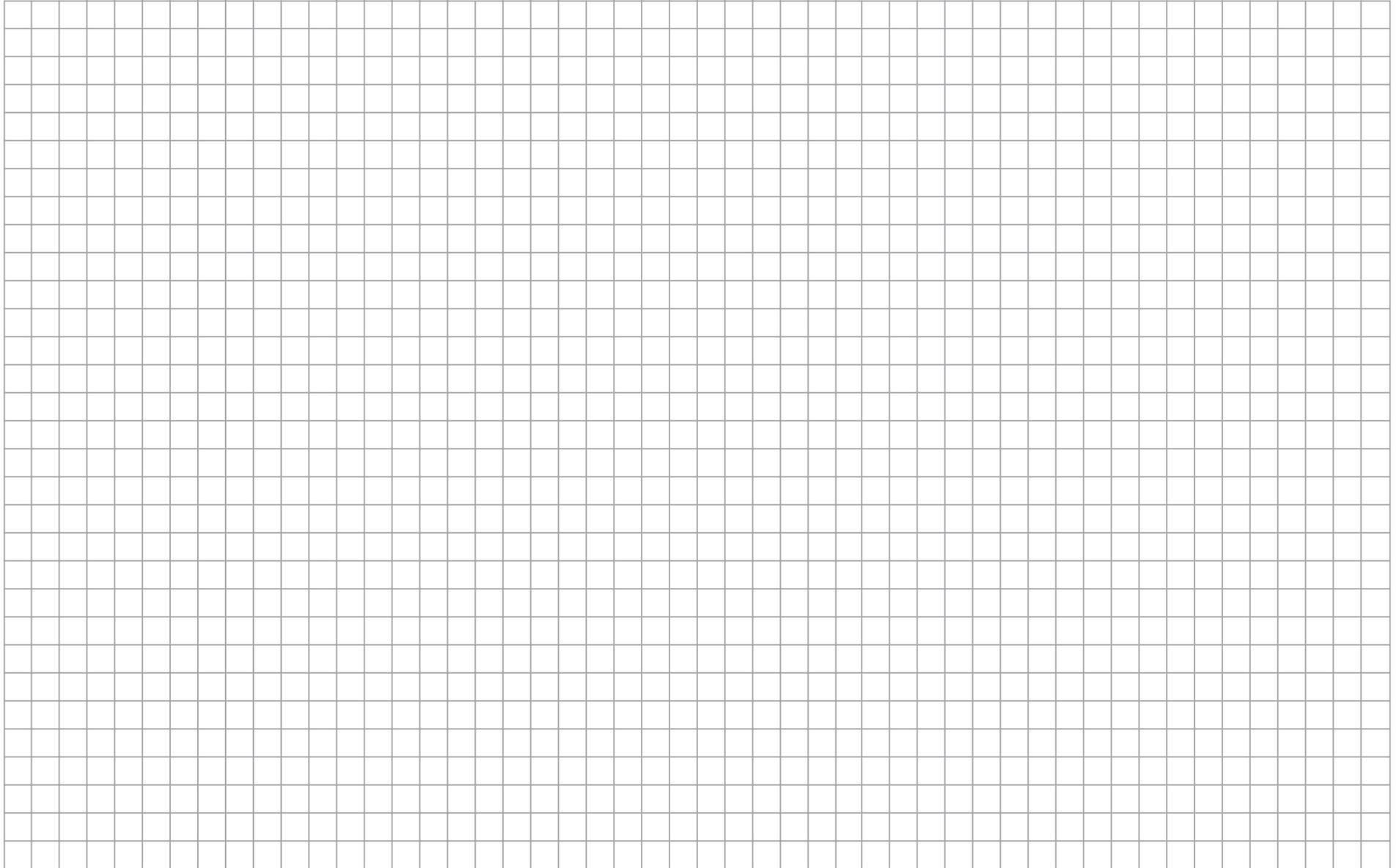
Die Spannung am Eingangs-Pin 5 hat ihren Ursprung in der Betriebsspannung CNT2, die aus der +20V abgeleitet wird. Die +20V wird, um den sicheren Sitz der Verbinder (BV001 und BR003) und Flachbandkabel zwischen der Netzteil- und Ablenk-Platine und der Signal-Platine zu gewährleisten, mehrmals über diese Verbinder durchgeschliffen. Als Signal CNT2 wird dann die +20V in einer Widerstandskaskade RP192/RP195/RP194/RP193/

RP159 in mehrere Teilspannungen aufgeteilt. Die Teilspannungen sind als Schwellwerte zu betrachten. Diese sind über die Werte der Einzelwiderstände so eingestellt, daß die zu einer Teilspannung gehörige Entkopplungsdiode (DP194/DP193/DP196) gerade nicht leitend ist. Sollte CNT2 oder eine der überwachten Betriebsspannungen unter ca. 50% des Nominalwertes absinken, wird die dazugehörige Diode leitend und die entsprechende Teilspannung wird bedämpft und die Spannung am Pin 5 des Komparators sinkt unter den Schwellwert am Pin 6.

Eine zusätzliche Schaltung mit TP197 überwacht die negative Audio-Betriebsspannung -UA. Mittels R198 und RP197 wird aus +UA und -UA eine Basisspannung von -0,6V erzeugt. Sollte -UA um mehr als 50% absinken, steigt die Basisspannung soweit ins positive, daß TP179 durchschaltet und das Spannungsgefüge in der Widerstandskaskade herunterzieht.

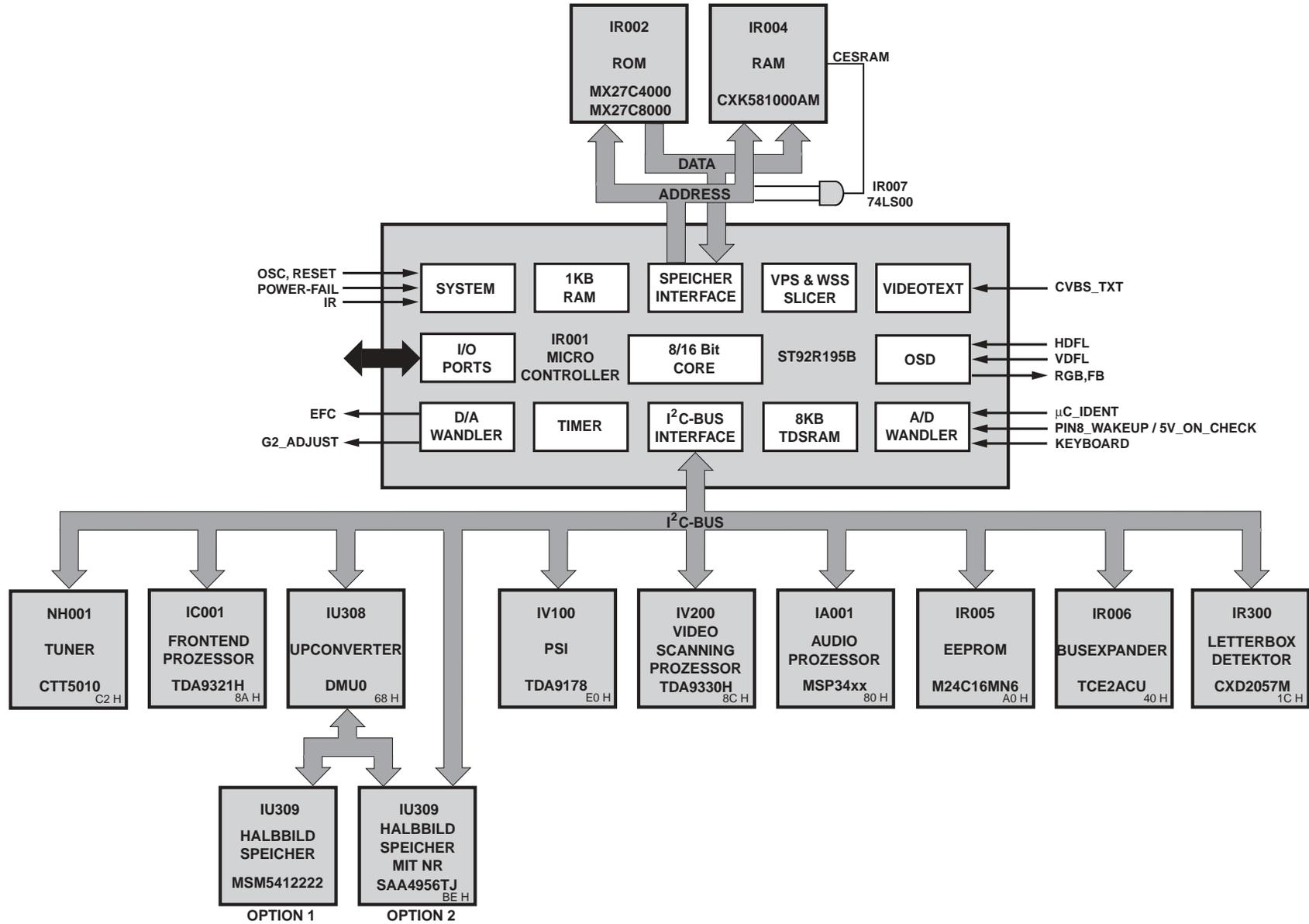
Sollte die Spannung im Systemspannungsteiler an der Basis des TP179 ansteigen (Last auf USYS fehlt, weil z.B. CRT-Platine nicht aufgesteckt ist oder wegen Regelfehler in der USYS-Regelung) schaltet TP158 durch und löst ebenfalls die Schutzschaltung aus.





MICROCONTROLLER UND BUSSTEUERUNG

Microcontroller-Steuerung	44
Pinbelegung Microcontroller IR001	46
Pinbelegung Busexpander	48
Nahbedienfeld	50
PIN8_WAKEUP und 5V_ON_CHECK	51
RESET und POWER_FAIL	52
Einschalten des Gerätes	54
Letterbox Detektor	56



Microcontroller-Steuerung

Zentrale Steuereinheit des gesamten Chassis ist der Microcontroller ST92R195 (IR001). Entsprechend dem Steuerprogramm aus dem ROM IR002 und der im EEPROM gespeicherten Werte führt er die Steuerung und alle Einstellungen des Chassis durch.

Der Prozessor verfügt über einen 8 Bit Kern und kann bis zu 4MBytes an externem ROM adressieren. Als Arbeitsspeicher dienen 1KByte internes statisches RAM. Die Steuerung der externen Baugruppen und Module erfolgt über einen I²C-Bus und mittels mehrerer I/O-Ports.

Als Besonderheit verfügt der Microcontroller über einen internen Videotextcontroller mit 8KBytes internem RAM und 1MBit externes SRAM IR04 (= 100 Seiten). VPS und WSS Daten können ebenfalls akquiriert werden.

Ein interner Displaycontroller generiert Zeichen und Grafik für Videotext und Menü-Einblendungen.

Der mit einem 4MHz-Quarz extern erzeugte Takt wird intern auf 22MHz vervielfacht. Um im Standby-Betrieb des Gerätes den Leistungsverbrauch des Microcontrollers zu reduzieren, wird dieser dann mit intern reduzierter Clock-Frequenz (< 1MHz) getaktet

Die Befehlseingabe erfolgt über den Infrarot-Empfänger am Pin 25 und durch Abfragen der Gleichspannung aus dem Tastaturspannungsteiler (z.Zt. 4 Tasten).

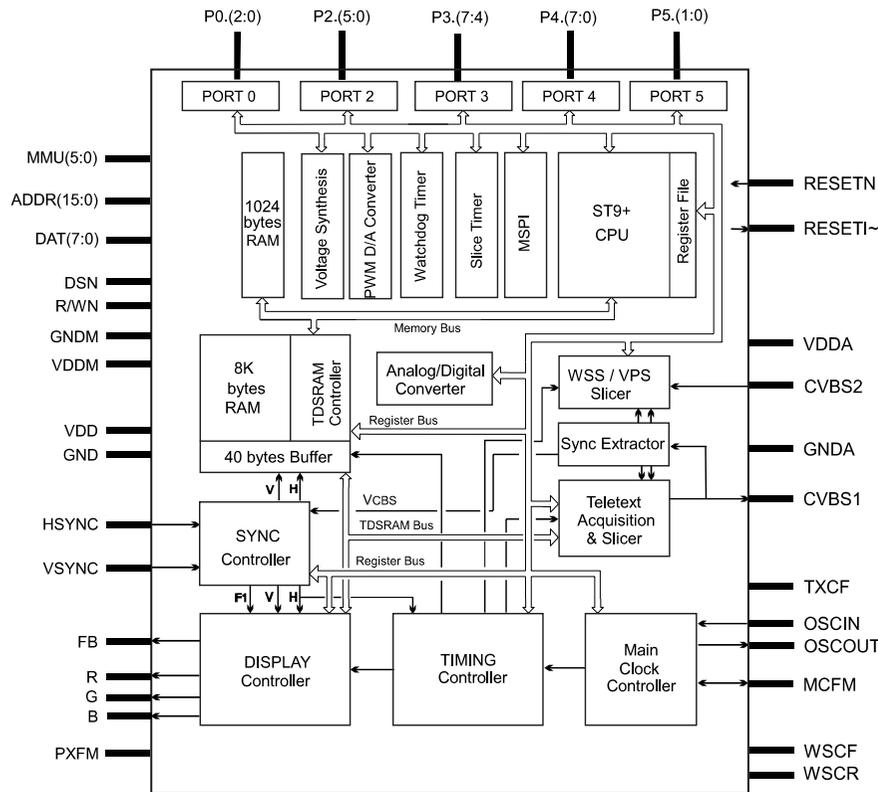
Das ROM IR02 enthält neben dem Steuerprogramm für den Microcontroller auch einen Basis-Datensatz (sog. Default-Werte) für eine Anzahl von Gerätevarianten. Diese Default-Werte werden automatisch z.B.

bei einem leeren EEPROM gewählt. Im Service-Mode können sie explizit für bestimmte Abgleichfunktionen manuell aufgerufen werden.

Das EEPROM IR005 wird als nichtflüchtiger Speicher benutzt, es hat z.Zt. eine Speicherkapazität von 16kBit. In ihm werden alle Informationen gespeichert, die gerätespezifisch und einstellbar sind. Das sind alle Service-Einstellungen wie Bildgeometrie, Daten der Programmplätze, Einstellungen für Helligkeit, Kontrast, Farbsättigung und auch der aktuelle Status des Gerätes im Abschaltaugenblick. Hierdurch wird sichergestellt, daß nach jedem Einschalten das Gerät mit gleichen Einstellungen wieder anläuft.

Zur Erhöhung der Anzahl an Steuerleitungen wird ein Busexpander TCE2ACU IR006 eingesetzt. Alle acht Ports dieses Bausteins sind als sowohl als Eingang als auch als Ausgang konfigurierbar.

Der Letterbox-Detektor CXD2057M (IR300) kann Filme, die im Letterboxverfahren gesendet werden, erkennen und ein Zoomen (Autoformat) des Bildes auslösen.

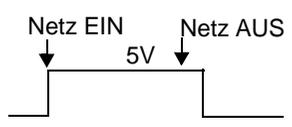


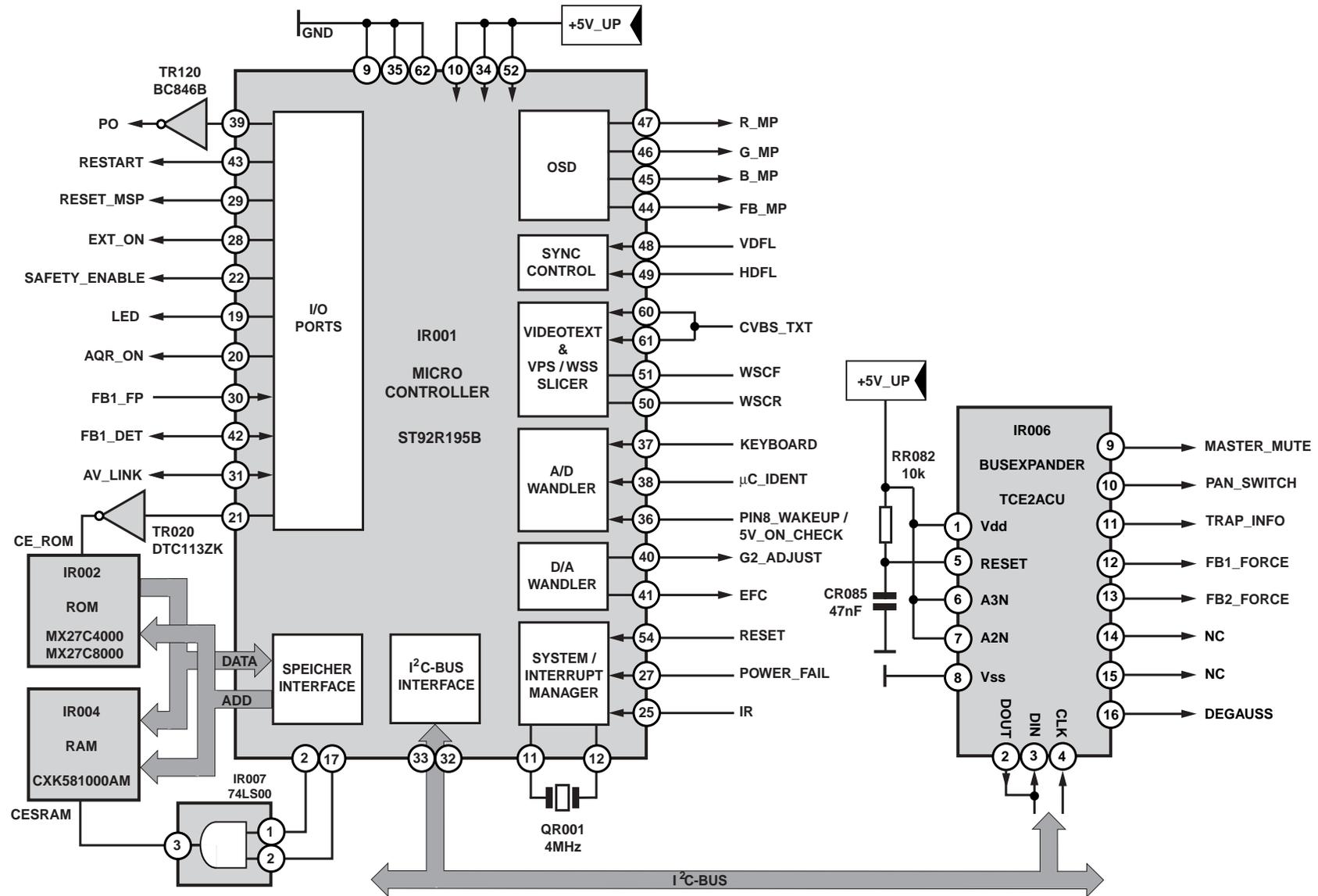
Pinbelegung Microcontroller IR001

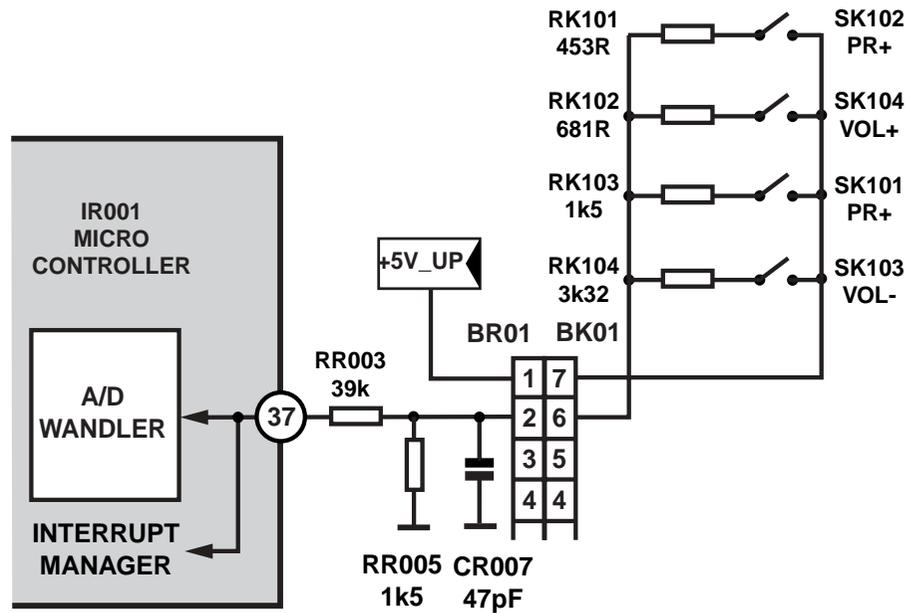
PIN	NAME	FUNKTION	BESCHREIBUNG
1, 2, 15-18	MMU0-MMU5	Adressleitungen zum externen Speicher (MMU-Segment)	
3, 5, 6, 7, 13-14, 71-80	ADDR0-ADDR15	Adressleitungen zum ROM (nicht gemultiplext)	
8	WE	Write Enable zum ext. DRAM	
9	GND	Masse	
10	VDDM	5V Betriebsspannung +5V_UP	für int. Memory-Interface
11 12	OSCIN OSCOU	Quarzoszillator 4MHz	
19	LED-Port	Ansteuerung der Standby-LED	>4,5 -Pegel = LED EIN
20	AQR_ON	Schaltet im Hauptnetzteil die Regelung für den Acquisition-Mode ein und aus.	Gerät im Standby : H (=0,8V) Gerät im Timer-Mode : H (=0,8V) Acquisition-Mode EIN : H (=0,8V) Vollbetrieb : L (<0,4V)
21	CEROM	Zur Verringerung der Leistungsaufnahme im Standby-Betrieb wird das externe ROM über CE_ROM abgeschaltet	Gerät im Standby : L (<0,4V) Timer-Mode usw. : H (>3,5V)
22	SAFETY_ENABLE	Einschalten der Schutzschaltung für die Ablenkstufen	Schutz AUS : L (<0,4V) Schutz EIN : H (>4,5V)
23-24		z.Zt. nicht verwendet	
25	IR	Eingang IR-Fernbedienungspulse	
26		z.Zt. nicht benutzt	

PIN	NAME	FUNKTION	BESCHREIBUNG
27	POWER_FAIL	1.Überprüfung der +5V_UP während des Einschaltens. Wird dann umkonfiguriert zum: 2. NMI-Eingang Die Power-Fail-Schaltung (siehe Beschreibung) erzeugt bei Netz Aus und einigen Schutzfunktionen einen nicht maskierbaren Interrupt, der das Abspeichern des Status des Prozessors in das EEPROM veranlaßt.	Power-Fail Funktion: Normaler Vollbetrieb: L Netz Aus / Schutz : ↑
28	ON	z.Zt. nicht benutzt	
29	RESET_MSP	Bei jedem Programmwechsel erhält der Multisound-Prozessor (MSP) einen 10ms langen Reset.	Reset = L
30	FB1_FP	Ein Full-Page-Detektor auf dem SCART-Interface meldet ob das anliegende RGB-Signal den kompletten Bildschirm ausfüllt.	Full-Page : >4,5V
31	AV_LINK	Ein-/Ausgang für AV-Link über den SCART-Anschluß (Option)	AV-Link nicht aktiv: H AV-Link aktiv : Pulse 5Vss
32 33	SCL SDA	Clock-Leitung des I2C-Busses Data-Leitung des I2C-Busses	
34	VDD	+5V Betriebsspannung +5VUP	
35	GND	Masse	

PIN	NAME	FUNKTION	BESCHREIBUNG
36	5V_ON_CHECK	1. Standby-Mode Wird eine AV-Schaltspannung angelegt, wacht der μ C auf, aktiviert das ROM, geht in den Timer-Mode und wertet das anliegende Signal aus 2. Vollbetrieb Beim Anlauf und im Betrieb Überwachung der +5V_2	Standby: Interrupt-Eingang Timer-Mode: 0V- 2V: Pin 8 AV nicht aktiv 2V-5V : Pin 8 AV aktiv Anlauf und Vollbetrieb: 0V-4V: +5V_2 nicht OK 4V-5V: +5V_2 OK
37	KEYB_IN	Eingang der Analog-Tastatur Die Widerstände der Tastatur bilden mit RR003/RR005 einen Spannungsteiler. Je nachdem welche Taste bzw. Tasten gedrückt werden stellen sich spezifische Spannungen am Pin 37 ein. Ein AD-Wandler wertet diese aus.	Standby: Interrupt-Eingang Taste(n) Spannung <i>PR+/VOL+</i> 4,1-4,4V PR+ 3,7-4,0V VOL+ 3,3-3,6V PR-/VOL- 2,8-3,1V VOL- 1,4-1,7V <i>Option</i> 0,9-1,2V No_Key 0,0-0,4V
38	μ C_ID	Identifizierung des unterstützten Zeichensatzes (OSD-Font)	<1V MAP1 (JAM) >4V MAP2 (JAL)
39	PO-Port	Schaltet das Hauptnetzteil ein.	Hauptnetzteil AUS: H (=0,6V) Hauptnetzteil EIN : L (<0,2V)
40	G2_ADJUST	Schaltet beim G2-Abgleich 22V-Offset-Spannung ein.	nicht aktiv : H (=0,6V) aktiv (Abgleich): L (<0,2V)
41	EFC	Ausgang einer 5,3kHz PWM für die Erdfeldkorrektur.	Tastverhältnis: 16:9-Rohr: einstellbar 4:3-Rohr: fest 50%
42	FB1_DET	I/O Port IN :Fast-Blanking Detektor OUT:Reset des FB-FlipFlops	
43	RESTART	Chassis-Detektor	ICC20 oder ICC20/DVD : L ICC20/TAK : H

PIN	NAME	FUNKTION	BESCHREIBUNG
44	FB_MP	RGB-Signal für Videotext-Anzeige und Menüeinblendungen.	
45	B_MP		
46	G_MP		
47	R_MP		
48	VDFL	Synchronsignale für OSD	
49	HDFL		
50	WSCR	Filter für VPS/WSS-PLL	
51	WSCF		
52	VDDA	+5V Betriebsspannung	für interne Analog-Stufen
53	PXFM	Filter für Display Pixel Frequenzvervielfacher	
54	RESET	Reset-Eingang Das Reset-Signal wird vom IP220 geliefert.	
55	MCFM	Filter für Main Clock Frequenzvervielfacher	
56	JTRSTO	Testpin für Hersteller	muß auf Masse liegen
57	TXCF	Filter für Videotext Sampling Clock PLL	
58	CVBS0	z.Zt. nicht benutzt	muß offen bleiben
59	TEST0	Testpin für Hersteller	muß auf VDDA liegen
60	CVBS2	FBAS-Eingang für VPS/WSS	
61	CVBS1	FBAS-Eingang für Videotext	
62	GNDA	Masse Analogstufen	
63-70	DAT0-7	Datenleitungen zum ROM	





Nahbedienfeld

Das Nahbedienfeld ist als analoge Tastatur mit z.Zt. vier Tasten ausgelegt. Die Widerstände der Tastatur bilden mit RR003/RR005 einen Spannungsteiler. Je nachdem welche Taste bzw. Tasten gedrückt werden stellen sich spezifische Spannungen am Pin 37 ein. Ein AD-Wandler wertet diese aus und stellt die digitalen Werte der CCU zur Decodierung bereit.

Befindet sich das Gerät im Standby kann ein Einschaltbefehl über die Tastatur nicht direkt ausgewertet werden, da sich der Microcontroller im Sleep-Moduls befindet. Wird im Standby eine Taste gedrückt löst die positive Spannungsflanke am Pin 37 im Prozessor einen Interrupt aus und der Microcontroller erwacht in den Timer-Mode. Er wertet den Einschaltbefehl aus. war der Einschaltbefehl gültig schaltet das gerät ein. War der Einschaltbefehl ungültig (falsche Taste) schaltet der Microcontroller wieder nach acht Sekunden in den Sleep-Modus-

Spannungstabelle Pin 37

Taste(n)	Spannungsbereich
PR+/VOL+	4,1-4,4V
PR+	3,7-4,0V
VOL+	3,3-3,6V
PR-/VOL-	2,8-3,1V
VOL-	1,4-1,7V
Option	0,9-1,2V
No_Key	0,0-0,4V

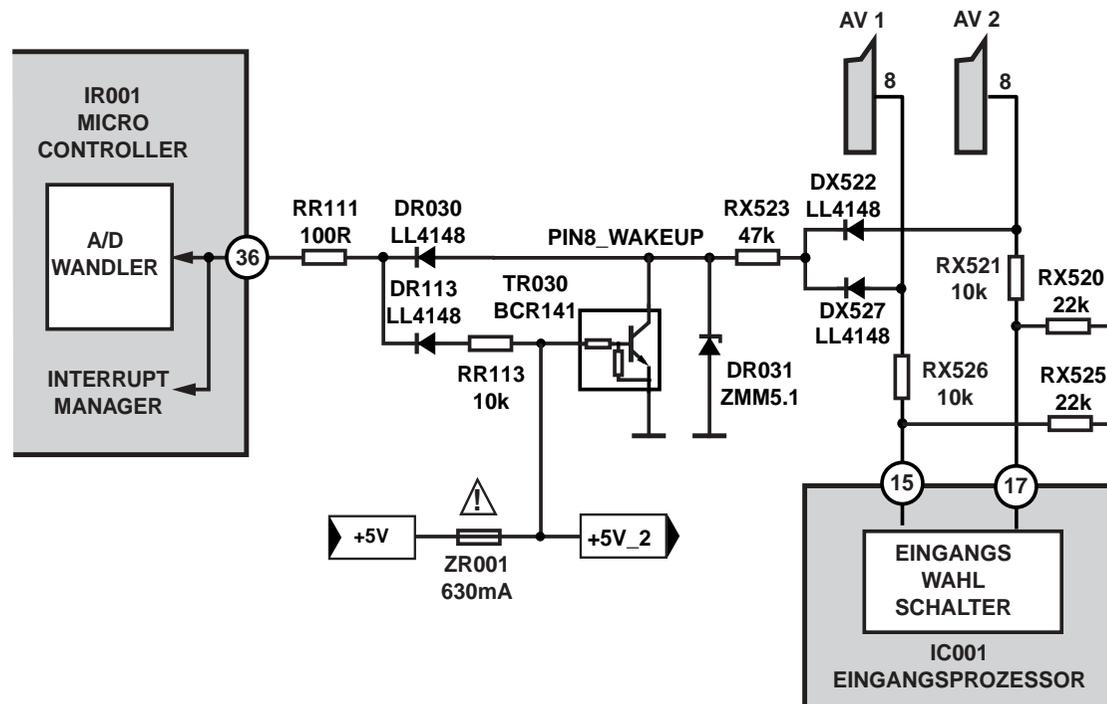
PIN8_WAKEUP und 5V_ON_CHECK

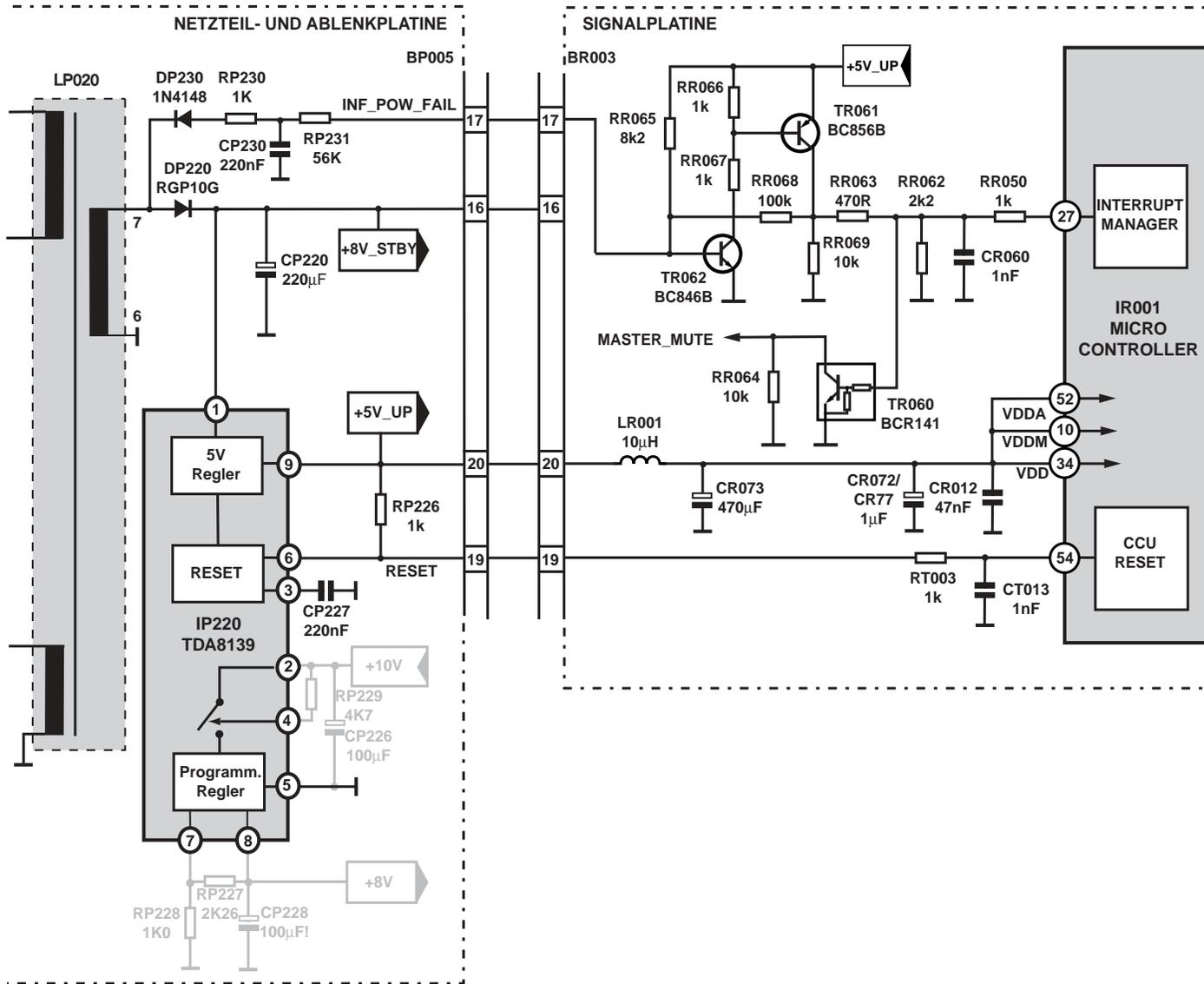
Standby- und Timer-Betrieb

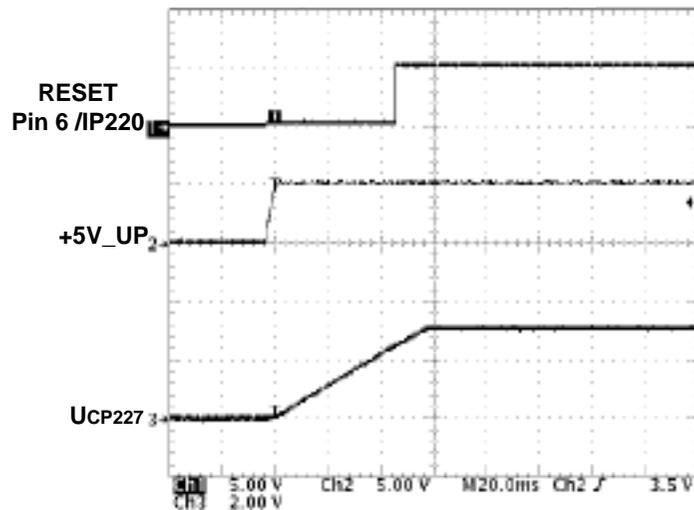
Das PIN8_WAKEUP-Signal soll das Gerät aus dem Standby-Betrieb heraus einschalten, wenn eine externe AV-Quelle mit AV-Schaltspannung an Pin 8 an AV1 oder AV2 angelegt wird. Da sich der Microcontroller während des Standby-Betriebes im Sleep-Modus befindet, kann dieser die AV-Schaltspannungen nicht direkt auswerten. Deshalb werden die Schaltspannungen beider AV-Eingänge zum PIN8_WAKEUP-Signal zusammengefaßt und über RX523, DR030 und RR111 auf den im Standby-Mode interruptfähigen Eingang Pin 36 des Microcontroller geführt. Mit dem Aktivieren (positive Einschaltflanke) einer der AV-Schaltspannungen erwacht der Microcontroller in den Timer-Mode und konfiguriert den Pin 36 zum Eingang eines AD-Wandlers um. Dieser mißt die anliegende Eingangsspannung. Bei einem Wert $>2V$ schaltet der Microcontroller das Gerät ein. Ist die Spannung unter $2V$, geht das Gerät nach acht Sekunden wieder in den Standby-Betrieb.

Vollbetrieb

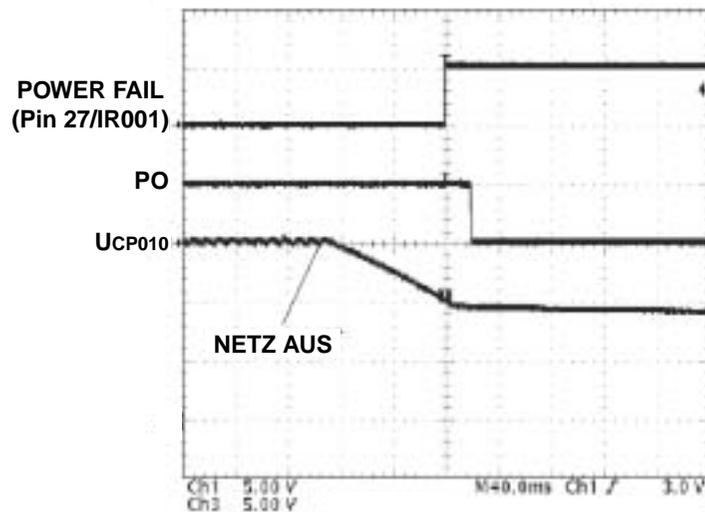
Befindet sich das Gerät im Vollbetrieb, schaltet mit der sich aufbauenden $+5V_2$ der Logiktransistor TR030 durch und entkoppelt das PIN8_WAKEUP-Signal vom Pin 36 des Microcontroller. Gleichzeitig wird die Diode DR113 leitend und legt die $+5V_2$ an den Eingang des AD-Wandlers. Nun kann vom Microcontroller während des Startens des Gerätes und, im Hintergrund, auch während des Vollbetriebes der Wert der $+5V$ direkt überwacht werden.







Einschalten des Gerätes



Ausschalten des Gerätes

Reset

Das TDA8139 (IP220) ist ein doppelter Festspannungsregler mit integrierter Resetschaltung für den Microcontroller. Festspannungsregler 1 (Ausgang Pin 9) liefert eine stabilisierte Spannung von +5V (+5V_UP).

Festspannungsregler 2 liefert eine stabilisierte Spannung, die über einen Spannungsteiler (am Pin 7) programmiert werden kann. Die Ausgangsspannung ist über den DISABLE-Eingang (Pin 4) abschaltbar (hier immer auf H-Pegel = EIN). Abhängig von der Ausgangsspannung am Pin 9 erzeugt IP220 ein Reset-Signal am Pin 6 für den Bedienteil-Microcontroller (Pin 54). Steigt die Spannung am Pin 9 über 4,9V, liefert Pin 6 einen H-Pegel. Mit Kondensator CP227 am Pin 3 wird dieses Reset-Signal um ca. 50ms zeitlich verzögert. Fällt die Spannung am Pin 9 unter 4,85V geht Pin 6 sofort auf L-Pegel.

Power-Fail-Schaltung

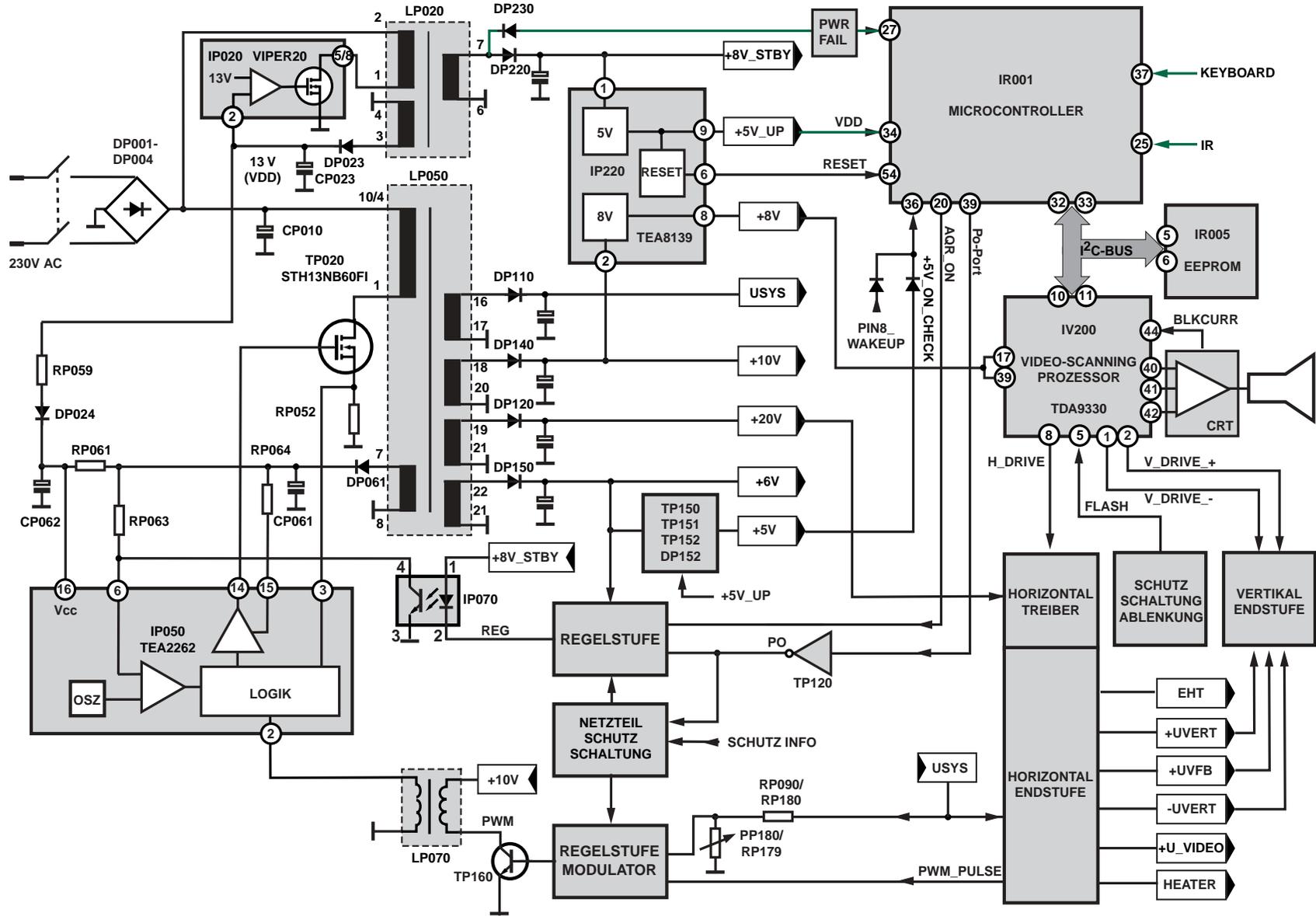
Allgemeines

Die Power-Fail-Schaltung soll den Bedienteil-Microcontroller über eine erfolgte Netztrennung des Gerätes informieren. Die Schaltung arbeitet im Timer- und Vollbetrieb des Gerätes und löst im Microcontroller einen Interrupt aus. Der Microcontroller wird daraufhin alle wichtigen Daten ("Status") aus seinem Arbeitsspeicher in das EEPROM IR005 abspeichern. Zu dem wird der Ton direkt vom Power-Fail-Signal stumm geschaltet. Für die Zeit des Speichervorganges müssen die Betriebsspannungen des Prozessors und des EEPROM's stabil vorhanden bleiben. Die Power-Fail-Information muß also ohne Verzögerung erzeugt werden.

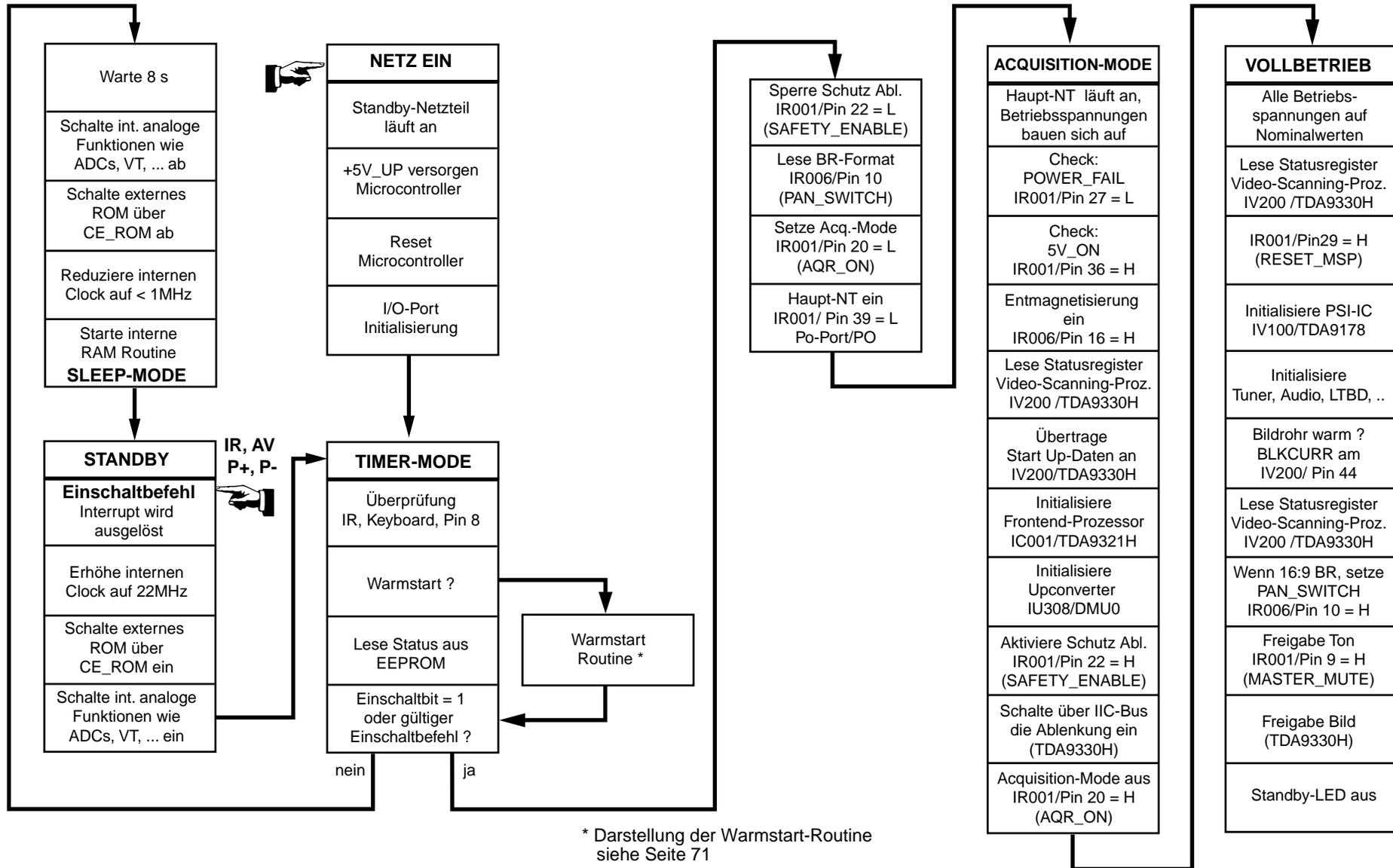
Timer- oder Vollbetrieb → Netz aus

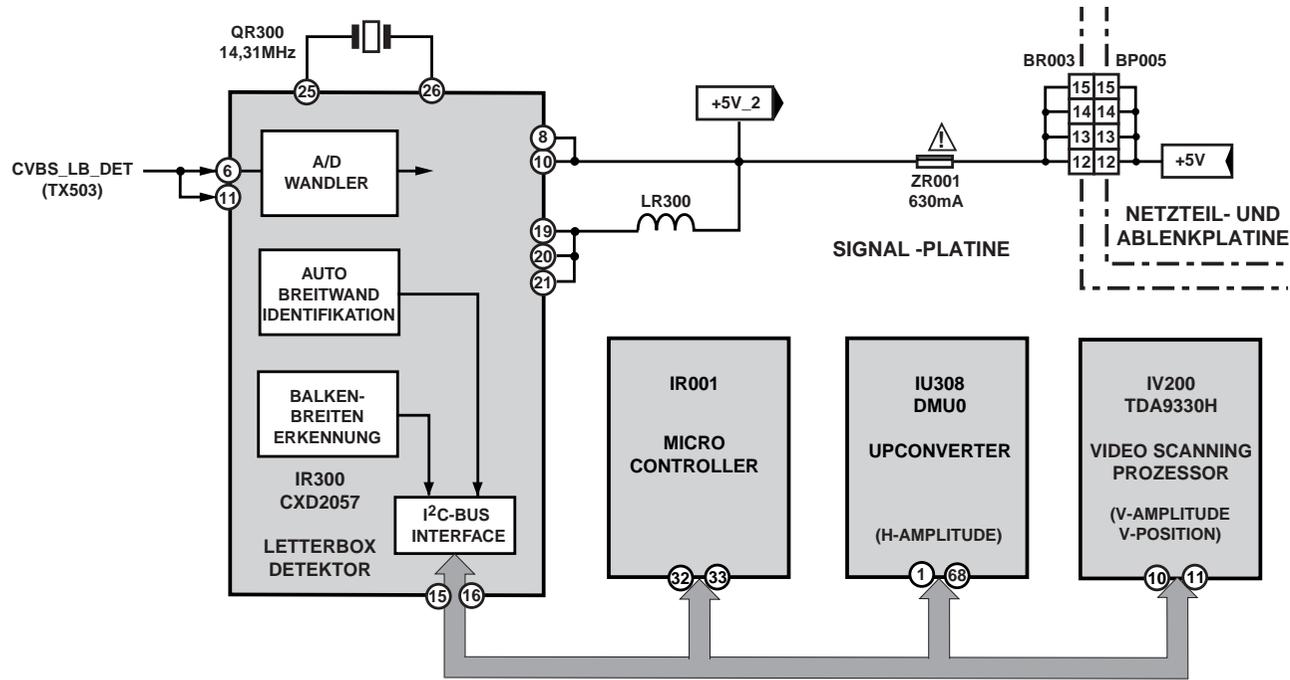
Aus der Wicklung 7/6 des SM Trafos LP020 (Standby-Netzteil) wird eine Wechselspannung gewonnen und mit DP230 gleichgerichtet. Anschließend wird die negative Spannung mit 220 nF in CP230 leicht gesiebt und über RP231 auf die Basis des Transistors TP90 gegeben. Über RR065 wird eine positive Spannung aus der +5V_UP addiert. Die Summe beider Spannungen beträgt im Vollbetrieb bei 230V Netzspannung ca. -4,2V und im Timerbetrieb ca. 3,3V.

Wird das Gerät vom Netz getrennt oder sinkt die gleichgerichtete Wechselspannung über den primären Siebelko unter 240V (= ca.160V Netzspannung), bricht der negative Anteil der Spannung an der Basis des TR062 sofort zusammen. Die verbleibende positive Spannung schaltet TR062 durch. Der zieht die Basis des Transistors TR061 über RR067 nach Masse TR061 schaltet ebenfalls sofort durch. Eine hohe positive Flanke gelangt an den Pin 27 des Microcontrollers und löst dort den gewünschten Interrupt aus. Über RR068 wird die Flanke auf die Basis des TR062 zurückgekoppelt. Dieses treibt TR062 noch tiefer in die Sättigung, was den Kippvorgang der Schaltung beschleunigt und den Schaltzustand selbsthaltend macht. Der Logiktransistor TR60 schaltet alle Verstärker auf dem Chassis stumm.



Einschalten des Gerätes





Letterbox-Detektor

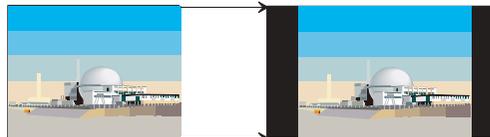
Der Letterbox-Detektor IR300 (CXD2057) untersucht das FBAS-Signal des auf dem Bildschirm sichtbaren Bildes auf seine aktiven Anteile. Hierdurch kann es drei Bildformate automatisch voneinander unterscheiden:

- formatfüllendes 4:3 Bild
- 4:3 mit schwarzen Balken oben und unten (das sog. Letterbox-Format)
- Bilder im Letterbox mit Untertiteln

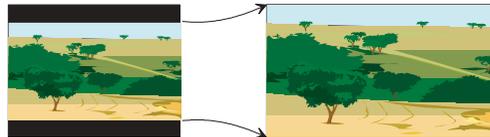
Die Formatinformation stellt das Letterbox-Detektor-IC in seinen I²C-Bus-Register zur Verfügung.

Mit den vom Letterbox-IC gefundenen Informationen dienen dem Microcontroller um im Video-Scanning-Prozessor die Bild-Amplitude und Vertikal-Lage einzustellen und im Upconverter die Bildbreite einzupassen.

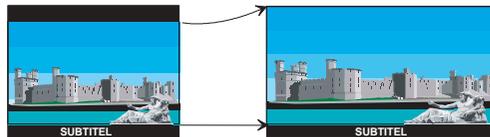
Formatfüllend 4:3



4:3-Signal im Letterbox-Verfahren



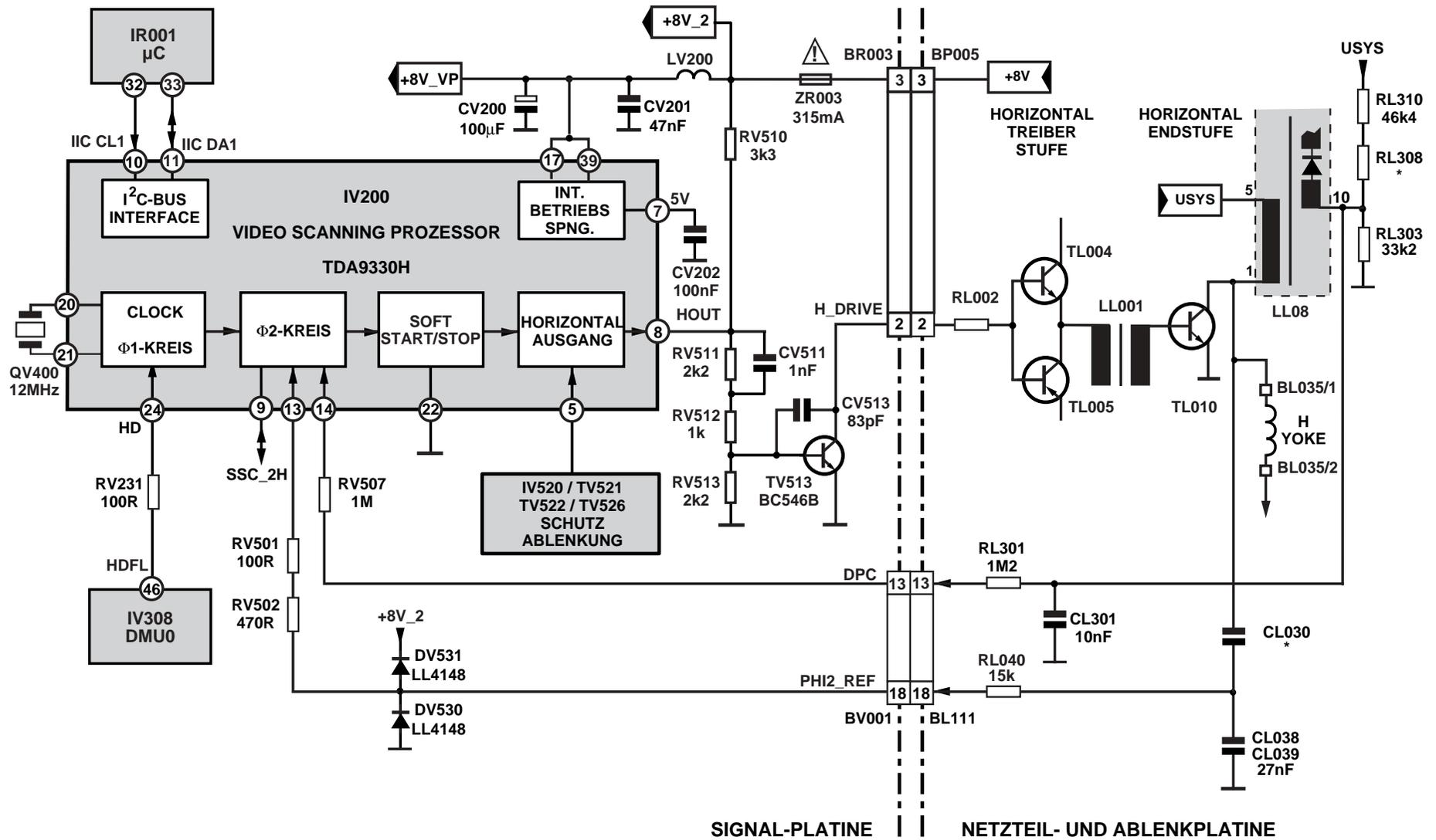
Letterbox mit Untertiteln

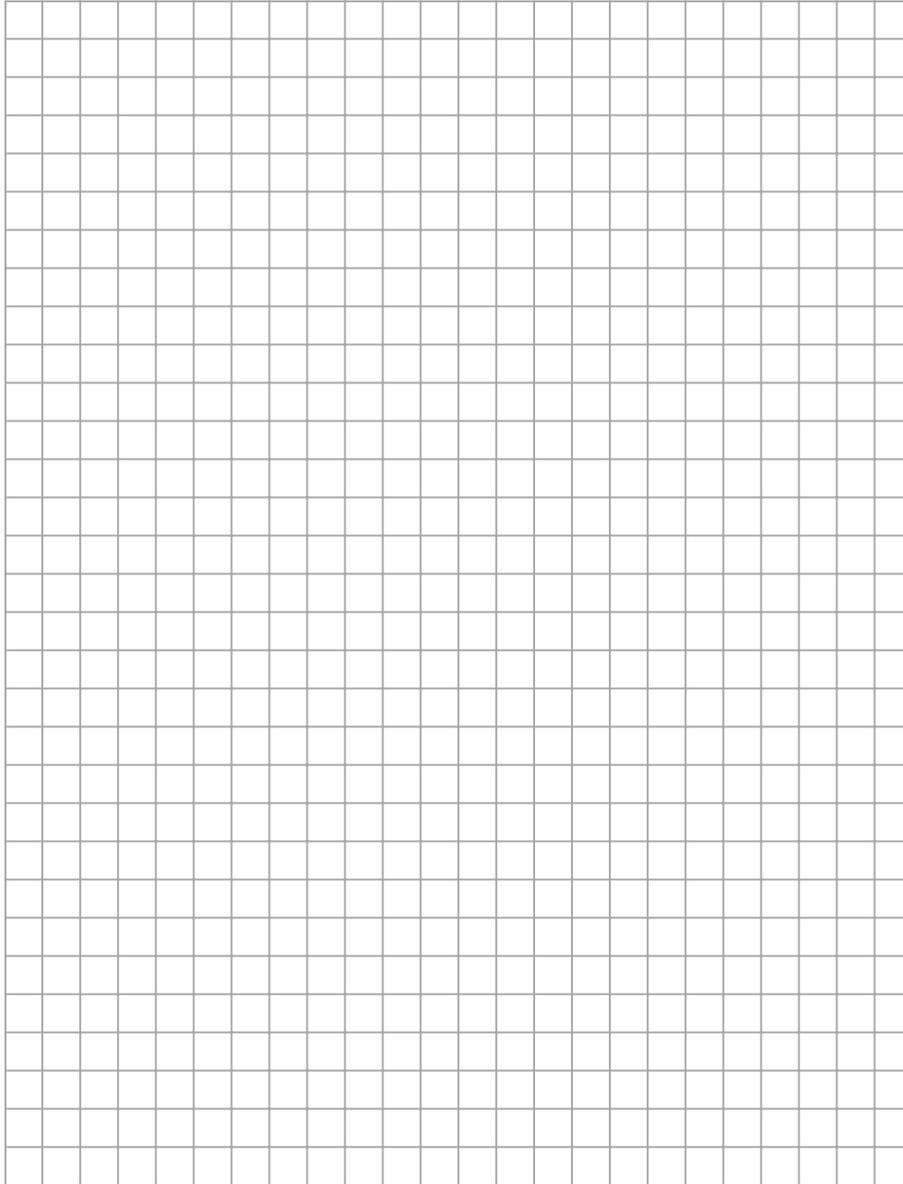


Eingangssignal 4:3 Bild auf 16:9 Bildschirm

ABLENKSTUFEN

Erzeugung der Horizontal-Ansteuerung	58
Horizontaltreiber und -Endstufe	60
Ost-West-Korrektur	60
Spannungen und Signale aus dem DST	62
Panorama-Schalter	63
Vertikal-Ablenkung	64
Schutzsignale Horizontal-Endstufe	66
Schutzschaltungen	68
Erdfeldkorrektur	72





Erzeugung Horizontal-Ansteuerung Video-Scanning-Prozessor TDA8855H

Alle Ansteuersignale für die Ablenk- und Korrekturstufen werden im Video-Scanning-Prozessor IV200 (TDA9330H) auf der Signalplatine erzeugt. Die Ausgangssignale sind über den I²C-Bus einstellbar. Hierdurch sind auch Funktionen wie Vertikal-Zoom und Scrolling möglich. Der Geometrie-Abgleich wird im Service-Mode vorgenommen.

Über einen Schutzschaltungseingang (Pin 5) kann eine externe Auswerteschaltung bei kritischen Fehlern im Gerät die Horizontalablenkung sofort abschalten.

Das TDA9330H benötigt nur eine externe Versorgungsspannung: +8V_VP am Pin 17 und am Pin 39. Die Versorgungsspannung kommt vom programmierbaren Festspannungsregler IP220 (TDA8139, Pin 8) und wird vom Bedienteil-Microcontroller IR001 über das Signal PO_PORT (Pin 39) mit dem Haupt-Netzteil geschaltet. Eine intern erzeugte Betriebsspannung benötigt lediglich ein externes Siebkomponent: CV202 am Pin 7.

Erzeugung des Horizontal-Ablenksignales

Mit dem Anlegen der Betriebsspannung an den Video-Scanning-Prozessor läuft ein interner spannungsgesteuerter Oszillator an. Dessen Freilauffrequenz ist auch die Referenzfrequenz des Chromadecoders.

Das Signal des VCO wird im Φ 1-Kreis auf die Horizontalfrequenz 31,25 KHz geteilt und mit den Synchronsignalen des anliegenden Video-signalen synchronisiert. Im Φ 2-Kreis wird das Signal mit dem über Pin 13 zugeführten Horizontal-Rücklaufsimpuls PHI2_REF in der Phase synchronisiert. Phasenfehler auf Grund von einer

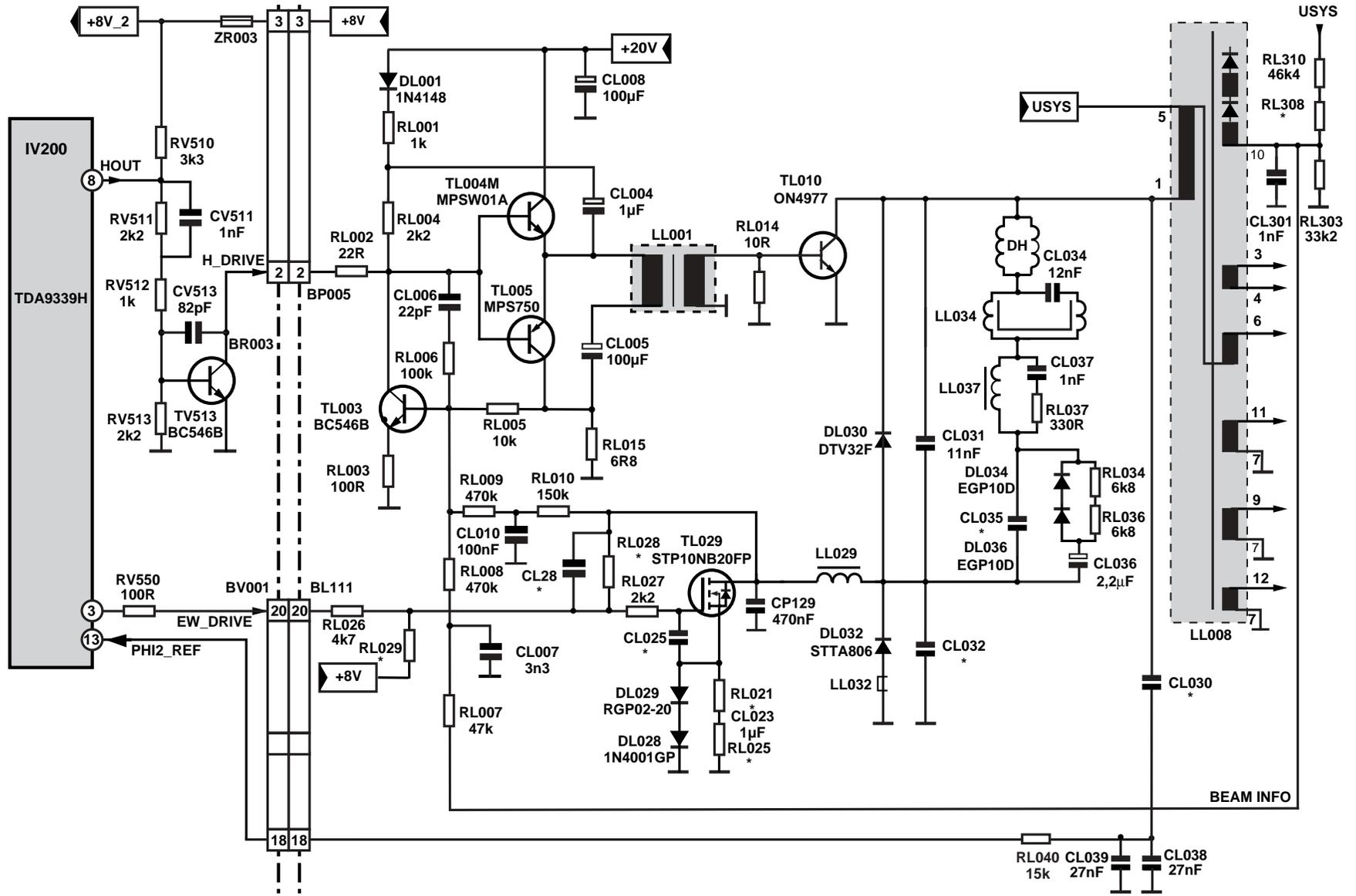
Modulation des Rückschlagimpulses durch Strahlstromänderungen werden mit einem dynamischen Phasenkompensationssignal vom Fußpunktwiderstand des DST (DPC, Eingang Pin 14) korrigiert.

Das Horizontal-Ansteuersignal verläßt das IV001 über Pin 58 und geht auf den Transistor TV513. Dieser arbeitet als Schalter (Arbeitswiderstand: RL001, RL004, RL002 auf der Netzteil- und Ablenkplatine) und invertiert das Signal ehe es als H_DRIVE mit etwa 20V_{ss} über den Verbinder BR003/BP005 auf die Netzteil- und Ablenkplatine in die Horizontal-Treiberstufe geht.

Während der Einschaltphase wird das aus dem VCO gewonnene Horizontal-Ausgangssignal solange vom Microcontroller nicht eingeschaltet, bis das TDA9330H seinen internen Reset durchgeführt hat (POR= Power On Reset), die Übertragung der Initialisierungsdaten des Prozessors über den Datenbus abgeschlossen wurde und der VCO kalibriert ist. Diese und andere wichtige Informationen stellt das TEA9330H in seinem Statusregister (im I²C-Bus-Interface) zur Verfügung. Der Microcontroller liest dieses Register in regelmäßigen Zeitabständen aus. Im Falle von Problemen kann dann der Microcontroller das Gerät in Standby schalten.

Die am Pin 5 angelegte Schutzschaltungsinformation FLASH kommt von einer Detektorschaltung, die wichtige Betriebsspannungen und Signalpegel überwacht. Spricht die Schutzschaltung an, wird daraufhin das Horizontal-Ansteuersignal unterbrochen, was ein sofortiges Abschalten des Gerätes zur Folge hat.

SIGNAL-PLATINE | NETZTEIL- UND ABLENKPLATINE



Horizontaltreiber und -Endstufe

Der HOUT-Ausgang (Pin 8) des Video-Scanning-Prozessors IV200 ist ein Open-Collector Transistor und benötigt einen Pull-Up-Widerstand (RV510). RV511, RV512, und RV513 stellen die korrekten Einschaltbedingungen für TV513 sicher, wenn HDRIVE nicht aktiv (= H-Pegel) ist. CV511 versteilert die Flanken von HOUT und verkürzt die Schaltzeiten. Als H_DRIVE geht das Signal dann mit ca. 20V_{ss} auf die Netzteil- und Ablenkplatine

Liefert der Ablenkprozessor IV200 mit dem Zeilentreibersignal HOUT einen L-Pegel, sperrt TV513 und ein Strom fließt über DL001, RL001 und RL004 in die Basis von TL004. TL004 leitet, treibt einen Strom durch den Treibertrafo und lädt CL005 auf etwa halbe Betriebsspannung +20V. Da der Trafo in Vorwärtsrichtung betrieben wird, wird auch der Zeilenendtransistor TL010 leitend und löst die zweite Hälfte des Zeilenhinlaufs durch das Entladen des Hinlaufkondensators CL035 aus.

Am Ende des Zeilenhinlaufs wird HOUT Low. TV513 sperrt, TL004 sperrt und TL005 wird leitend. CL005 entlädt sich über den Treibertrafo und TL005 nach Masse. Durch den negativen Strom auf der Primärseite des Trafos wird nun auch der Zeilenendtransistor mit einem negativen Basisstrom angesteuert, was die Sperrschicht sehr schnell von freien Ladungsträgern freiräumt und den Transistor sehr schnell zum Sperren bringt. Der Basisstrom in den Zeilenendtransistor wird auf der Primärseite der Treiberstufe über RL015 gemessen. Eine Stromgegenkopplung über RL005 und TL003, gesteuert durch den Spannungsabfall über RL015, sorgt für eine Temperaturstabilisierung des Basisstroms des Zeilenendtransistors.

RL006 und CL006 formen den Basisstrom um Schaltverluste zu verhindern.

Kompensationsspannungen aus dem Ost-West-Modulator und vom Fußpunktwiderstand des DST stabilisieren den Basisstrom zusätzlich.

Die strahlstromabhängige Information BREATHING vom Fußpunkt des DST stabilisiert die Bildbreite bereits im Video-Scanning-Prozessor.

Die Schaltung der Zeilenendstufe ist ein klassischer Diodenmodulator bestehend aus TL01, DL030, DL032, CL031 und CL032. Der Hinlauf-/S-Kondensator (CL035) und die Zeilenlinearitätsspule LL037 sind zur Horizontal-Ablenkspule in Reihen geschaltet. Der 2H-Trafo LL034 und CL034 bilden einen Serien-Schwingkreis für eine dynamische S-Korrektur, die bei Bildröhren mit flachem Bildschirm notwendig ist. Die Frequenz ist etwas höher als doppelte Zeilenfrequenz (76KHz).

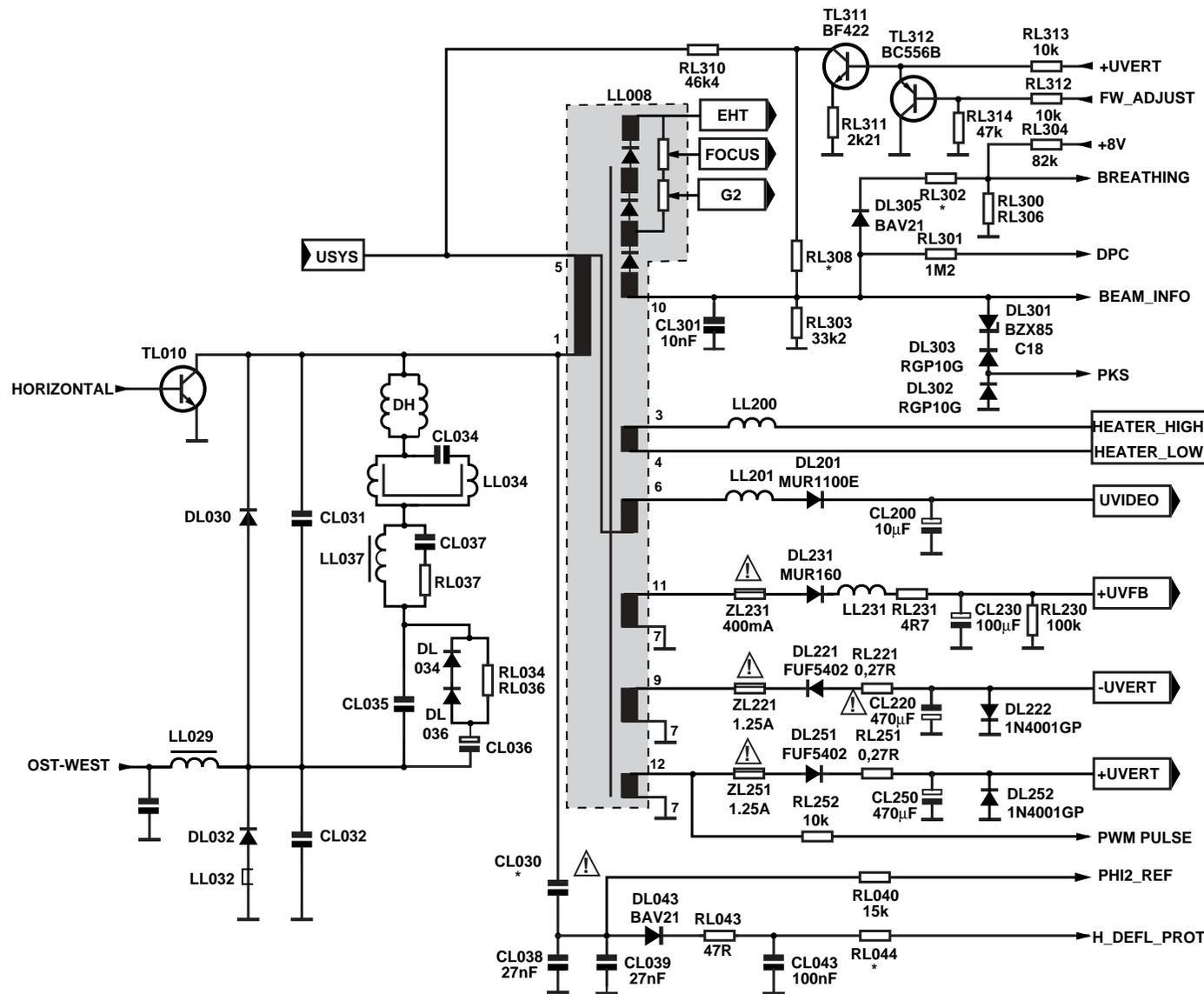
Das Netzwerk DL034/DL036, RL036, CL036 unterdrückt ein Nachschwingen am S-/Hinlaufkondensator nach schnellen Änderungen im Strahlstrom („Mäusezähnen“).

Ost-West-Korrektur

Das parabelförmige O/W-Ansteuersignal für den O/W-Modulator kommt aus dem Video-Scanning-Prozessor IV200(EW_DRIVE, Pin 3). Die O/W-Ausgangsstufe im Ablenkprozessor ist als Stromquelle ausgelegt und treibt einen MOSFET-Transistor TL029

TL029 entlädt den Integrationkondensator des Diodenmodulators CL029/129.

CL029/129 wird mit Horizontalrückschlagimpulsen aus dem kapazitiven Spannungsteiler CL030/CL038/CL039, die mit DL032 geklemmt werden, über die Einkoppelspule LL029 geladen. Entsprechend dem aus der Ausgangsstufe OW gelieferten Strom wird TL029 mehr oder weniger leitend. Damit verändert sich auch der Entladestrom von CL029/129 über TL029 und somit auch die wirksame Spannung über die Horizontal-Ablenkeinheit.



Spannungen und Signale aus dem DST

EHT: je nach Bildrohrtyp 28.5kV-32kV

FOCUS:

26-32% der Hochspannung

G2: (Schirmgitterspannung)

680-1280V

HEATER_LOW, HEATER_HIGH:

Heizspannung BR

U_VIDEO:

Betriebsspannung für RGB-Endstufen-IC IB001, 192V

UVFB:

Rücklaufspannung für Vertikalverstärker IF001, je nach Bildrohrtyp 36V bis 48V.

+U_VERT

Positive Betriebsspannung 11,5V (TFT:15V) für Vertikalverstärker IF001.

-U_VERT:

Negative Betriebsspannung -13V (TFT4x3:-17V, TFT16x9:-15V) für IF001.

PHI2_REF:

Positiver Zeilenrücklauf-Impuls ca.9Vss für Phasenvergleich (IV001 Pin 13).

PWM_PULSE:

Negativer Zeilenrücklauf-Impuls ca.100Vss für PWM-Modulator (IP170)

H_DFL_PROT

Integrierter positiver Zeilenrücklaufimpuls für Überwachung Höhe der EHT.

BREATHING

Strahlstrominformation zur Stabilisierung der Vertikalamplitude (IV200, Pin 4).

DPC:

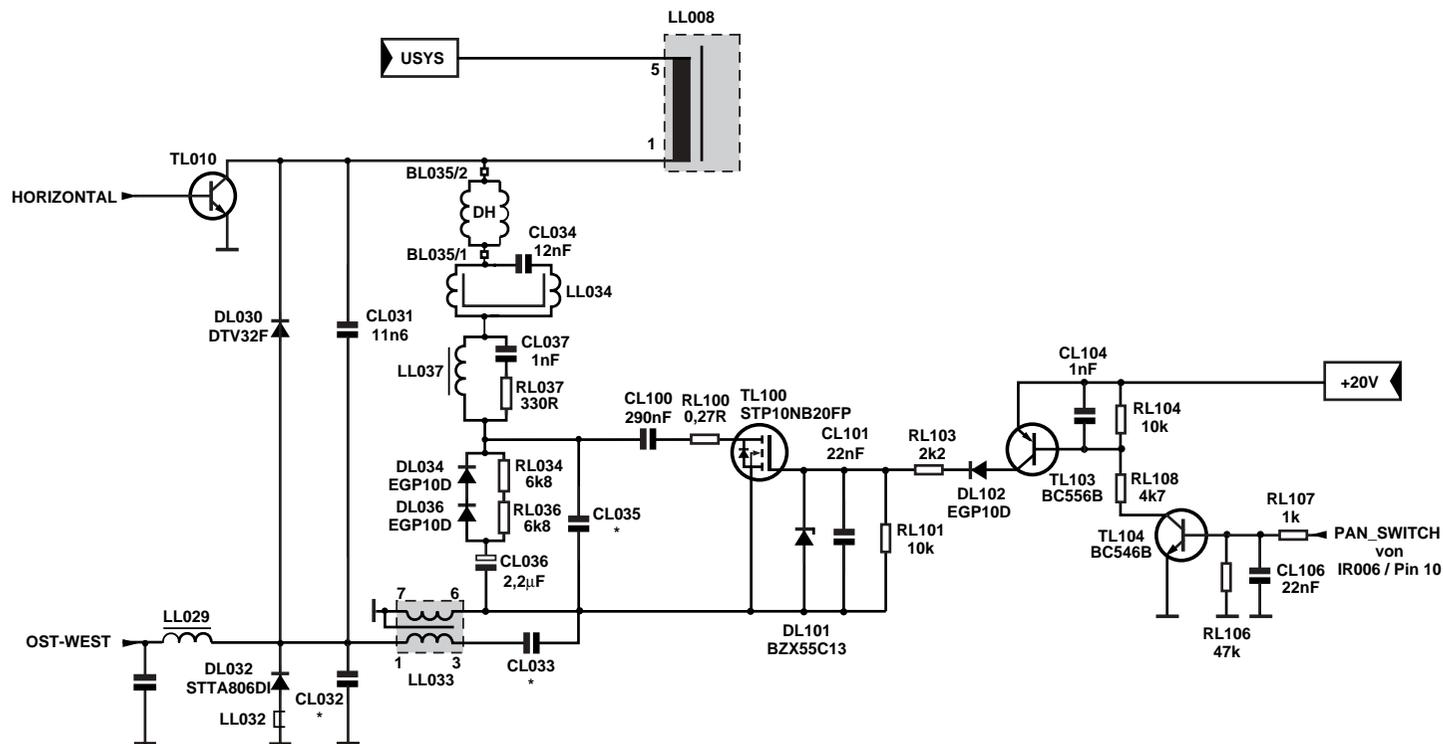
Strahlstrominformation zur Stabilisierung der Horizontalphase (IV200 Pin 14).

BEAM_INFO

Strahlstrominformation zur dyn. Strahlstrombegrenzung und zu Schutzschaltung

PKS

Schnelle Strahlstrominformation zur dyn. Strahlstrombegrenzung

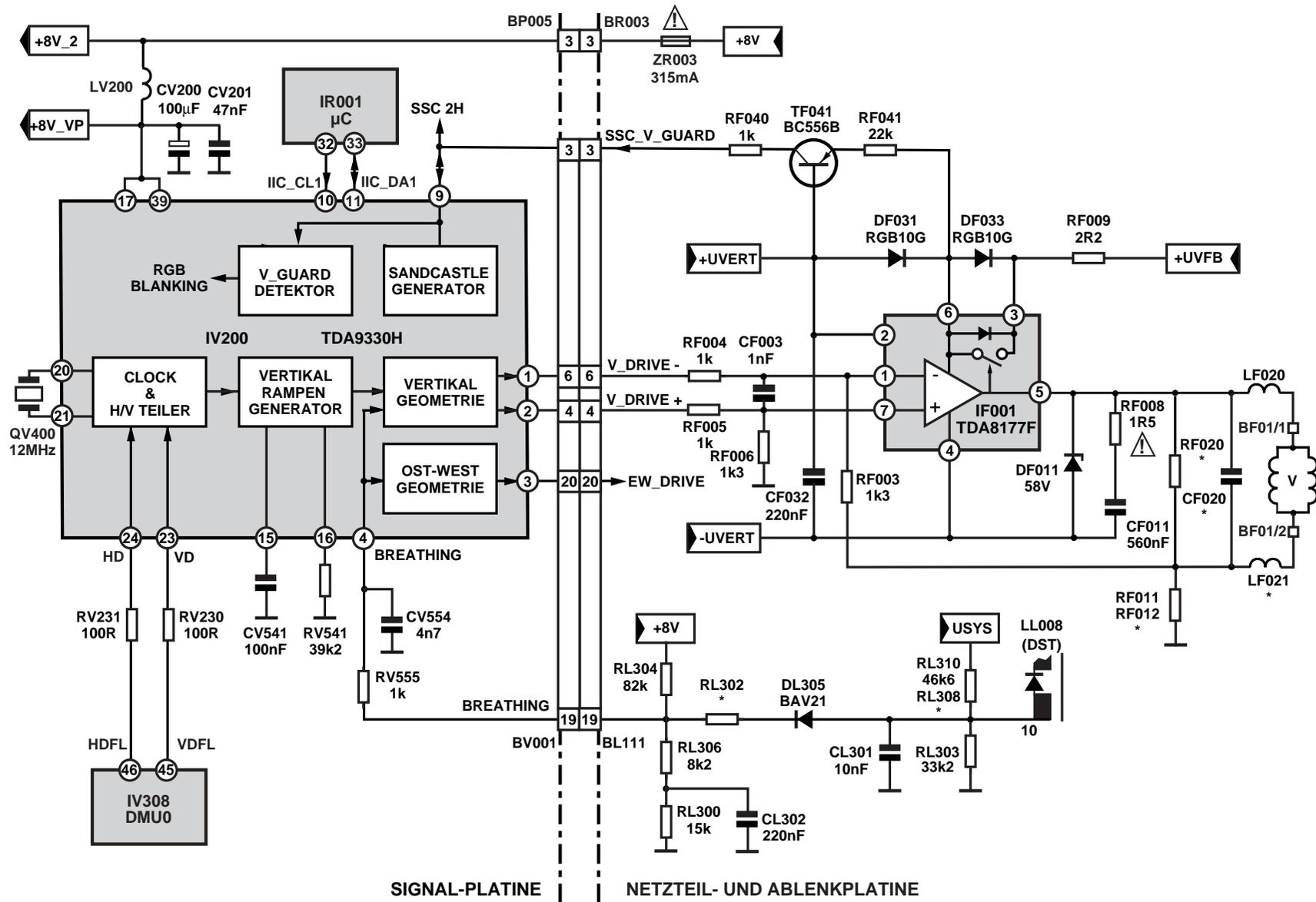


Panorama-Schalter (Option)

Die Darstellung von 4:3 Signalen auf 16:9 Bildröhren ist immer mit Kompromissen verbunden. Bei einer formatfüllenden Zoom-Stufe werden im Normalfall jeweils 7% an der oberen und unteren Bildkante weggeschnitten. Um diesem Effekt zu vermeiden, wird im ICC20-Konzept ein Panorama-Schalter eingesetzt, welches nur an den horizontalen Rändern eine Ablenkbeschleunigung bewirkt. Das Bildzentrum wird somit immer ohne lineare Verzeichnung dargestellt. Bei Vorhandensein des Panorama-Moduls verändert man hier die Resonanzfrequenz des Reihenschwingkreises, der sich aus Ablenkeinheit und Tangenskondensator CL035 eine weitere Kapazität CL100 parallelgeschaltet. Die resultierende Herabsetzung der Resonanzfrequenz bewirkt die Dehnung der Bildinhalte, die sich an den horizontalen Rändern befinden.

Die Aktivierung dieser Funktion übernimmt der Mikrocomputer. Er ist über den Busexpander IR006 Pin 10 direkt mit dem Modul verbunden. Ist der Panorama-Mode aktiviert, so liegen RL107 0,7V an der Basis des TL104. Dieser wird durchgeschaltet und der folgende Transistor TL103 ebenfalls. Damit erhält MOSFET-Transistor TL100 eine positive Gatespannung und schaltet durch.

Ob ein Panorama-Schalter im Gerät vorhanden ist, kann die Microcontroller-Software durch Abfrage des Pegels am Pin 10 des Busexpanders im Timer-Mode feststellen. Ist kein Panorama-Schalter eingebaut, fehlt der Spannungsteiler RL106/RL107. Es stellt sich dann am Pin 10/IR006 ein H-Pegel (>4,5V) ein.



Erzeugung des Vertikal-Ablenksignales

Ein Vertikalteilersystem erzeugt mittels eines Zählers das Timing für einen internen Rampengenerator im Vertikal-Geometrie-Prozessor und einen Vertikal-Rücklaufimpuls an den Vertikal-Sägezahngenerator. Den Takt für den Zähler liefert der Horizontal-VCO. Das Teilersystem wird mit dem Vertikalsynchronsignal des anliegenden Videosignals synchronisiert. Die Zeitfenster zur Synchronisation werden angepaßt: Suchbetrieb wenn der Kanal gewechselt wird und fest für 50Hz (625 Zeilen) und 60 Hz (525 Zeilen) Betrieb. Der Vertikal-Sägezahngenerator liefert ein Referenzsignal an den Vertikal-Geometrie-Prozessor. Mit einer Referenzspannung von 3,9V wird im externen Widerstand RV541 am Pin16 ein Referenzstrom von 100µA generiert. Diese Referenzstromquelle dient zur Ableitung eines 16µA großen Stromes, der einen externen Kondensator CV541 am Pin 15 linear auf ca. 5V lädt. Während des vom Vertikal-Teilersystem erzeugten Vertikal-Rücklaufimpulses wird CV541 auf ca. 2V schnell entladen. Über CV541 bildet sich ein etwa 3Vss Sägezahnspannung auf einer ca. 2V DC-Offsetspannung aus. Im Vertikal-Geometrieprozessor kann der Referenzsägezahn über busgesteuerte Register beeinflusst werden. Über Pin 4 wird ein strahlstromabhängiges Kompensationssignal (BREATHING) zur Stabilisierung der Bildamplitude zugeführt. Eine Ausgangsstufe liefert gleichstromgekoppelt das Vertikal-Ansteuersignal symmetrisch an das Vertikal-IC IF001.

Erzeugung des O/W-Korrektursignales

Der Ost/West-Geometrie-Prozessor erzeugt, mit dem Vertikal-Sägezahn als Referenz, einen vertikal-frequenten, parabelförmigen Strom, der den Ost/West-Modulator ansteuert. Auch das O/W-Ausgangssignal EW kann busgesteuert beeinflusst werden.

Prinzip der Vertikal-Ablenkung

Die Vertikal-Endstufe besteht aus dem IC IF 001 (TDA 8177F), dessen Verstärkung möglichst konstant und linear sein muß, da die Ansteuerung mit dem fertigen vertikal-frequenten Sägezahnsignal erfolgt. Da das Vertikal-IC mit einer positiven Betriebsspannung (+UVERT, Pin 2 und Pin 5) und einer negativen Betriebsspannung (UVERT, Pin 5) betrieben wird, ist die Vertikal-Ablenkspule zwischen dem Ausgang Pin 5 des Endstufen-IC's IF001 und Masse geschaltet.

Während der ersten Hälfte der Ablenkung (obere Hälfte des Bildes) fließt der Ablenkstrom von der Spannungsversorgung +UVERT, über den Endstufen-IC durch die Ablenkspule. Während der zweiten Hälfte der Ablenkung fließt der Strom in entgegengesetzter Richtung, vom Masse durch die Ablenkspule in den Ausgang des IC's zurück in die -UVERT. Für die Zeit des schnellen Vertikal-Rücklaufs wird die hohe +UVFB (33-48V, je nach Bildrohrtyp) aus dem DST als Betriebsspannung an den Verstärker gelegt.

Schaltungsdetails

Das symmetrische vertikale Ansteuersignal V_DRIVE+ und V_DRIVE- aus dem IC TDA9330H (IV200, Pins 1/2) wird auf die beiden Eingänge (Pins 1/7, IF001) des Vertikal-Endstufen-IC's gegeben. Die Vertikal-Ablenkspule am Ausgang des Vertikal-Verstärkers (Pin 5, IF001) liegt über den Meßwiderständen für den Ablenkstrom (RF011/RF012) an Masse.

DF011: Schutzdiode für den Ausgang des IC's gegen Hochspannungsspitzen bei Bildrohr-Überschlägen.

DF031/DF033: Entkopplung der +UVFB
RF004, RF003 und RF006, RF006: Spannungsteiler zum Umwandeln der Sägezahn-Ausgangsströme aus dem IV200 (TDA9334H) in Ansteuerspannungen für das Vertikal-IC.

RF012/RF012: Widerstands-Netzwerk zur Abfrage des Ablenkstromes (die Widerstandswerte sind der jeweils eingebauten Bildröhren-Ausführung angepaßt).

RF008, CF011: Boucherot-Glied, zur Dämpfung hochfrequenter Resonanzen und der Scheinlast der Ablenkspule.

CF003, CF032: zur Verhinderung von parasitären Schwingungen.

RF020: Dämpfungswiderstand zur Unterdrückung von "Klingeln" der Ablenkspule.

LF020, LF021: Sperren der bei Überschlägen auftretenden Impulsströme.

CF020: zusätzlicher Schutz des Vertikal-IC bei True Flat-Röhren vor horizontal-frequenter Übersprechen in der Ablenkeinheit (durch NS-Korrektur)

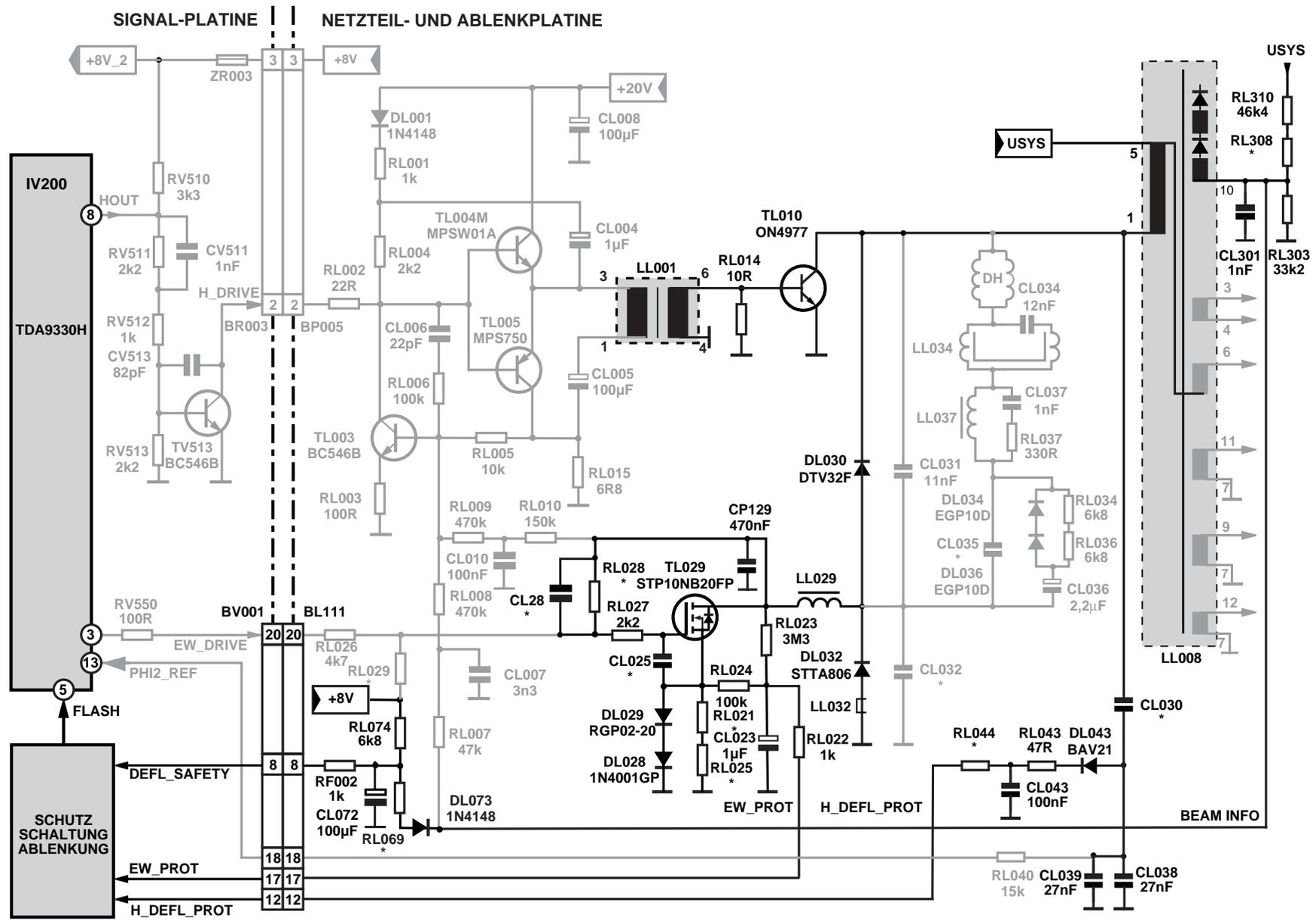
Vertical Guard

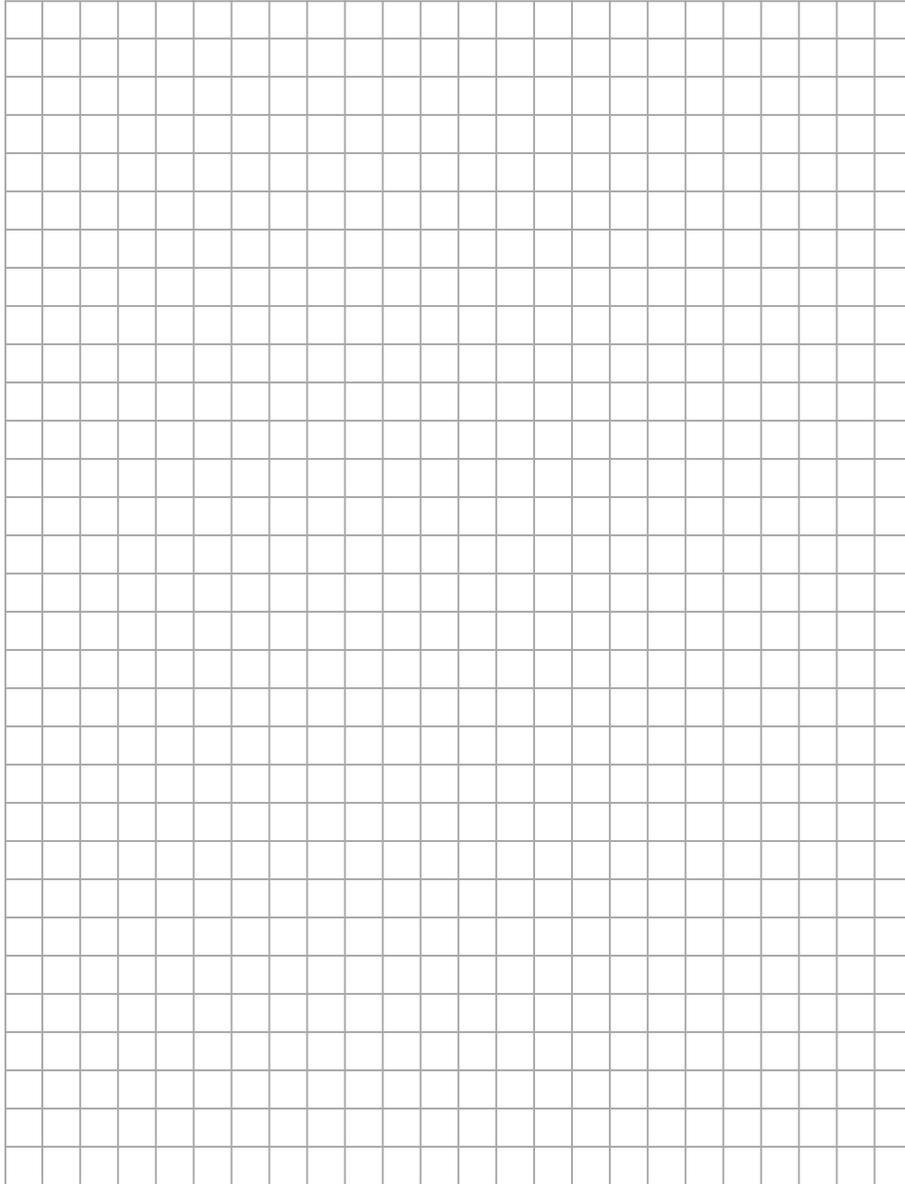
Eine externe Schutzschaltung im Vertikalverstärker IF001 erzeugt im Falle von Ablenkfehlern die Schutzinformation V_GUARD. Hierbei wird über Transistor TF041 der Vertikal-Rücklaufimpuls (am Pin 6/IF001 30Vss +10VDC) in das Super-sandcastle-Signal am Pin 9 des Video-Scanning-Prozessor IV200. Der Pin 9 wirkt während des Vertikal-Synchronsignals als Eingang. Fällt der V-Rückschlag nicht in dieses Fenster, wird das Bild für ein Halbbild dunkelgetastet. Sollte das V-Rücklaufsignal zu klein werden oder komplett fehlen, fehlt der Vertikalanteil im SSC und bewirkt ein dauerhaftes Dunkelasten des Bildes um eine Beschädigung der Leuchtschicht des Bildrohrs durch Einbrennen eines Striches o.ä. zu verhindern.

Eine interne Schutzfunktion im Video-Scanning-Prozessor setzt im Statusregister beim Ausbleiben des V_GUARD-Signals das NDF-Flag was der Microcontroller Millisekunden später beim nächsten routinemäßigen Auslesen des Registers sieht. Daraufhin schaltet der Microcontroller das Gerät ab und startet seine Warmstartroutine.

VGUARD wird 5V bei:

- jedem Vertikal-Rücklauf
- fehlendem Vertikal-Rücklauf
- Kurzschluß der Ablenkeinheit
- Unterbrechung des Ablenkkreises
- Kurzschluß eines der Ausgangspins
- Übertemperatur des IF001.





Schutzsignale Horizontal-Ablenkstufe

Neben der Schutzschaltung für das Netzteil, die ausschließlich die Betriebsspannungen der Netzteil-Sekundärseite überwacht, gibt es im ICC20-Chassis noch eine weitere Schutzschaltung auf der Sekundärseite. Diese überwacht Signale aus der Horizontalendstufe, dem Ost-West-Modulator und den Strahlstrom der Bildröhre. Die Schutzschaltung ist diskret aufgebaut und liefert eine Schutzinformation an den 'FLASH'-Eingang des Video-Scanning-Prozessors (IV200, Pin 5)

H_DEFL_PROT

Das Signal H_DEFL_PROT wird mittels des kapazitiven Spannungsteilers CL030 / CL038/CL039 aus dem am Kollektor des Zeilenendtransistors TL010 stehenden Horizontal-Rückschlagsignal gewonnen. Mit Diode DL043 werden die positiven Impulse gleichgerichtet und mit dem RC-Glied RL043/CL043 zu einer Gleichspannung integriert. Mit einem Pegel von ca. 1VDC gelangt das Signal dann über die Verbinder BL111/BV001 auf die Signal-Platine in die Schutzschaltung Ablenkung zur Auswertung.

Sollte der Zeilenrückschlagimpuls am Kollektor des TL010 (und damit auch die Hochspannung EHT) auf Grund eines Kapazitätsverlustes der für die Zeilenrücklaufzeit zuständigen Kapazitäten (CL031/CL032) oder durch ein Ansteigen der Systemspannung USYS ansteigen, wird auch die Gleichspannung von H_DEFL_PROT ansteigen. Ein Schwellwertschalter in der Schutzschaltung löst dann die Schutzfunktion aus.

Die nach Masse bezogene (untere) Kapazität des Spannungsteilers CL030 /CL038/

CL039 ist aus Sicherheitsgründen aus einer Parallelschaltung von zwei Kondensatoren ausgelegt.

EW_PROT

Das Signal EW_PROT überwacht die Leistung im Ost-West-Modulator.

Die Information entsteht durch Integration der Spannungen am Drain (RL023/CL023) und am Source (RL012/RL025/RL024/CL023) des Ost-West-Transistors TL029. Auf diese Weise kann die Spannung und der Strom im Modulator gemessen werden. Sollte der die Horizontal-Ablenkspule oder der Transistor TL029 unterbrochen sein oder die OW-Ansteuerung aus dem Video-Scanning-Prozessor fehlen (Schluß auf EW_DRIVE), steigt die Spannung am Drain des TL029 an. Sollte TL029 einen Schluß oder EW-DRIVE Unterbrechung zeigen, steigt der Strom durch RL021/RL025 an und erzeugt ebenfalls ein Ansteigen von EW_PROT. EW_PROT hat im Normalfall einen Pegel von ca. 1VDC

DEFL_SAFETY (BEAM_INFO)

Mit dem Fußpunktwiderstand der Hochspannungsspule des DST, RL303, wird der Strahlstrom der Bildröhre direkt gemessen. Je höher der Strahlstrom, desto negativer ist die Spannung über RL303. Diese negative Spannung wird mit den Widerständen RL310 und RL308 in den positiven Spannungsbereich geklemmt. Im normalen Zustand führt DEFL_SAFETY einen Pegel von ca. 1,5V. Steigt der Strahlstrom an, sinkt der Pegel. Bei sehr hohen Strahlströmen wird DEFL_SAFETY 0V oder sogar negativ, was den Schutz auslöst.

Schutzschaltung Ablenkstufen

Die Schutzfunktionen der Ablenkstufen läßt sich in zwei Bereiche unterteilen:

- Überwachung der Schutzsignale aus der Horizontalstufen mittels einer diskreten Detektorschaltung am Pin 5 des Video-Scanning-Prozessors, dem FLASH-Eingang.
- Interne Überwachung der dem Video-Scanning-Prozessor zugeführten Signale aus den Ablenkstufen, dem Cut Off und Drive-Regelkreis und wichtiger interner Funktionen.

Schutzschaltung am FLASH-Eingang

Ein Auslösen dieser Schutzschaltung führt zu einem sofortigen Abschalten der Horizontalablenkung. Dadurch werden natürlich auch die Vertikalablenkung und das Hauptnetzteil betroffen: das Gerät schaltet in Standby. Die Schutzschaltung überwacht drei Eingangssignale.

Mit dem Zweifach-Komparator IV520 (LM358D) werden die Pegel von H_DEFL_PROT (1V) und EW_PROT (1V) mit einer Referenzspannung (1,3V, aus der +5V_UP) verglichen. Die Referenz ist an die invertierenden Eingänge der Komparatoren angeschlossen. Die Ausgänge der Komparatoren (Pin1 und Pin 7) zeigen normalerweise ein L-Pegel. Sollte eine der Spannungen auf Grund eines Fehlers im Gerätes ansteigen, wird der jeweilige Komparatorausgang bei Überschreiten des angelegten Schwellwertes auf H-Pegel (ca. 7V) springen. Dieser Pegel wird mittels einer Diode und einem Widerstand (DV524/RV529 bzw. DV529/RV531) auf den jeweiligen nicht-invertierenden Eingang zurückgekoppelt. Durch diese Mitkopplung wird der Schaltprozeß sehr schnell und es wird

ein Selbsthalten der Schaltung wie bei einem Thyristor erreicht. Die Schutzinformation gelangt über eine Entkopplungsdiode DV520 bzw. DV523 an den FLASH-Eingang des Video-Scanning-Prozessors.

Die dritte Eingangsinformation ist das vom Strahlstrom abhängige Signal DEFL_SAFETY. Der von der Netzteil- und Ablenkplatte kommende Pegel von 1,5V schaltet im normalen Zustand den Digitaltransistor TV521 durch. Die Anode der Entkopplungsdiode DV521 ist 0V, die Diode sperrt. Bei einem zu hohen Strahlstrom im Bildrohr wird DEFL_SAFETY Signal 0V oder negativ. TV521 sperrt. Die Spannung an der Anode von DV521 wird 8V. TV526 schaltet durch und hält TV521 gesperrt (Selbsthaltung der Schaltung 1). DV521 wird leitend und überträgt die Schutzinformation an den FLASH-Eingang des Video-Scanning-Prozessors.

Befindet sich das Gerät im Anlauf oder im echten Acquisition-Mode (erst für spätere Chassisvarianten vorgesehen) sind die Ablenkstufen nicht eingeschaltet. Für die Schutzfunktionen, die mit den Komparatoren im IV520 ausgewertet werden, hat dieses keine Auswirkung, da nur Überspannung bzw. Überstrom festgestellt werden. DEFL_SAFETY würde jedoch eine für diese Betriebsart falsche Schutzinformation liefern. Daher wird vom Microcontroller über den Pin 22 beim Anlaufen des Gerätes unmittelbar vor dem Einschalten der Ablenkung das Signal SAFETY_ENABLE auf H-Pegel gesetzt. Solange ein Ladestrom in CV522 fließt, schaltet TV022 durch und verhindert ein Auslösen der Schutzschaltung. In dieser Zeit muß CV521 an der Basis von TV521

aufgeladen worden sein und TV521 muß niederohmig sein, da sonst die Schutzschaltung ausgelöst wird.

Der FLASH-Eingang (Pin 5) des Video-Scanning-Prozessors ist im normalen Betriebszustand, weil alle Entkopplungsdiolen (DV520, DV521, DV523) sperren, über RV542 quasi an Masse gelegt. Wird eine der Dioden leitend, erhält der FLASH-Eingang einen Pegel, der größer als der interne Schwellwert von 2V ist.

In diesem Fall geschehen, bereits durch die Einschalt-Initialisierung des TDA9330H vorgegeben, zwei Aktionen. 1. Zuerst werden das Horizontal-Ausgangssignal HOUT (Pin 8) abgeschaltet. Durch die dann fehlenden Betriebsspannung +U_VERT, -U_VERT und +UVFB aus dem DST wird automatisch auch die Vertikalablenkung abgeschaltet. Durch den fehlenden Horizontalrückschlagimpuls PWM_PULSE kann der PWM-Modulator des Hauptnetzteils keine Ansteuerimpulse für den Schalttransistor des Hauptnetzteils erzeugen. Das Hauptnetzteil schaltet ebenfalls ab.

2. Das Statusregister im I²C-Bus-Interface des TDA9330H wird regelmäßig vom Microcontroller ausgelesen (Polling). Wird dem Video-Scanning-Prozessor über den FLASH-Eingang ein Fehler im Gerät gemeldet, setzt dieser sofort in seinem Statusregister das FLS-Flag. Nach dem Auslesen und dem Auswerten des Inhalts des Status geht der Microcontroller in die Warmstartoutine und zeigt mit der Standby-LED den Fehlercode 45 an.

Interne Schutzfunktionen im TDA9330H

Das TDA9330H überwacht ständig wichtige interne und von außen angelegte Signale. Der Zustand dieser Signale wird mittels Flags im Statusregister im I²C-Bus-Interface beschrieben. Durch regelmäßiges Auslesen des Registers ist der Microcontroller stets über Zustand des TEA9330 und der anliegenden Signale informiert.

Jeder der Flags im Statusregister kann die Microcontroller-Software einen Fehlercode zuordnen. Die Darstellung der Fehlercodes erfolgt durch ein Blinken des Standby-LED und kann auch erfolgen, wenn nur das Standby-Netzteil arbeitet.

Flag 'FLS' (Fehlercode 45)

Am FLASH-Eingang Pin 5 ist ein Pegel von > 2V aufgetreten; die Ablenkungsschutzschaltung hat angesprochen.

Flag 'NRF' (Fehlercode 44)

Die Referenz-PLL (Clock) ist nicht eingeregelt (locked)

Flag 'BCF' (Fehlercode 26)

Nach 25 Sekunden Wartezeit seit Einschalten der H-Ablenkung sind keine Cut Off-Meßimpulse am Pin 44 meßbar, d.h. es fließt kein Kathodenstrom in der Bildröhre.

Flag 'POR' (Fehlercode 43)

Kein Power On-Reset des TDA9330H. Das IC antwortet nicht (Betriebsspannung zu niedrig).

Flag 'NHF' (Fehlercode 46)

Horizontal-Rückschlagimpuls am Pin 13 fehlt.

Flag 'NDF' (Fehlercode 47)

Der SSC_VERTICAL_GUARD-Impuls (V-Rückschlag) am Pin 9 fehlt oder dauert zu lange.

Flag 'XPR' (Fehlercode 48)

Überspannung am Pin 4 (> 4V).

Prinzip Power-Fail-Routine

Das Abschalten des Gerätes mit dem Netzschalter wird immer von der POWER_FAIL-Schaltung (detaillierte Beschreibung siehe dort) durch die Erzeugung eines Interrupt-Signales für den Microcontroller ausgelöst. Die dann im Microcontroller ablaufende Interrupt-Routine ist in jedem Fall, ob das Gerät mit dem Netzschalter oder durch eine Schutzfunktion ausgeschaltet wird, immer die gleiche. Nach dem Erkennen des Interrupts sendet der Microcontroller auf dem I²C-Bus sofort zehnmal einen STOP-Befehl um allen Datenverkehr auf dem Bus zu beenden. Danach wird das Bild dunkelgetastet und der Video-Scanning-Prozessor in Standby geschaltet. Mit einem H-Pegel am Pin 39 schaltet der Microcontroller das Hauptnetzteil ab. Der Microcontroller schreibt das Statuswort (letzter Programmplatz, Lautstärke ...) in das EEPROM. Danach wartet der Microcontroller zwei Sekunden lang. Wurde das Gerät mit dem Netzschalter ausgeschaltet, brechen innerhalb der zwei Sekunden alle Betriebsspannungen aus dem Hauptnetzteil zusammen und der Microcontroller stellt seine Arbeit vollends ein. Ist der Interrupt aber durch eine der Schutzfunktionen des Standby-Netzteils oder einer kurzen Netzunterbrechung ausgelöst worden, erhält der Microcontroller weiterhin volle Betriebsspannung und keinen Reset, d.h. der Speicherinhalt des internen RAM und der Status der Register und Timer bleiben erhalten. Nach der Wartezeit versucht die Software des Microcontrollers das Gerät wieder anlaufen zu lassen (Warmstart).

Warmstarts

Bei einem Warmstart wird das Gerät mit den sich noch im RAM des Microcontrollers befindlichen Daten gestartet, d.h. beim Anlaufen werden nicht die Start-Daten des Gerätes aus dem EEPROM gelesen. Dieses Vorgehen hat den Vorteil, daß die Start-Daten auf Grund eines Fehlers im Gerät nicht zerstört werden können. Beim ersten Warmstart wird im Microcontroller ein Warmstart-Zähler geladen. Dieser wird mit jedem Warmstart-Versuch um eins dekrementiert. Ist nach dem dritten Warmstart der Zählerstand null, zeigt der Microcontroller durch Blinken der Standby-LED mindestens viermal einen Fehlercode an und schaltet das Gerät dann in Standby. War ein Warmstart erfolgreich und das Gerät läuft mindestens zwei Minuten ohne daß ein neuer Interrupt ausgelöst wurde, wird der Warmstartzähler gelöscht. Warmstarts können nicht nur durch Auslösen der Schutzfunktionen oder durch einen Interrupt von POWER_FAIL ausgelöst werden. Wenn durch die Software Fehler oder Unregelmäßigkeiten festgestellt werden, kann diese, z.B bei Busblockaden, ebenfalls einen Warmstart auslösen.

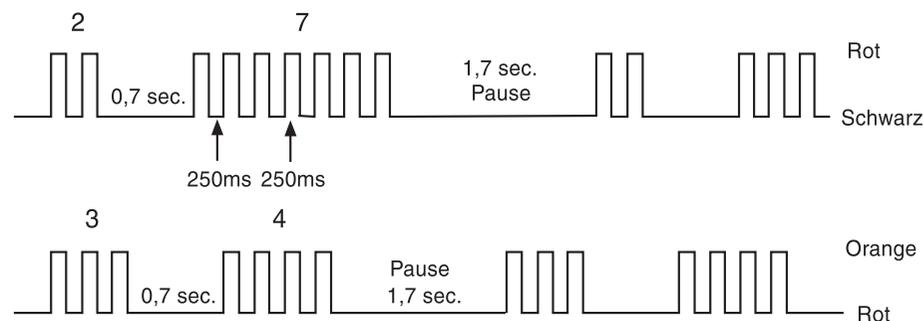
Wait (Warten)

Erkennt die Software einen Fehler, der jedoch innerhalb der Spezifikationen liegt, wartet der Microcontroller ohne weitere Maßnahmen zu ergreifen und zeigt den Fehlercode ständig. Beispiel: Eine CLOCK-Leitung eines der I2C-Busse ist ständig L („Bushänger“). Diese Situation ist in der Spezifizierung des I²C-Bus Systems vorgesehen (Warteschleifen!).

Fehlercodes

Wird von der Software des Microcontrollers ein Fehler erkannt oder wird von der Hardware über interne Flags oder der FLASH-Schaltung die Schutzschaltung ausgelöst, kann der Microcontroller unterschiedlich reagieren. Daß ein Problem im Gerät aufgetreten ist und der Bereich, wo der Fehler festgestellt wurde, kann der Microcontroller durch die Ausgabe eines Fehler-Codes melden. Es können bis zu 88 Codes (11-99) durch ein Blinken der Standby-LED dargestellt werden.

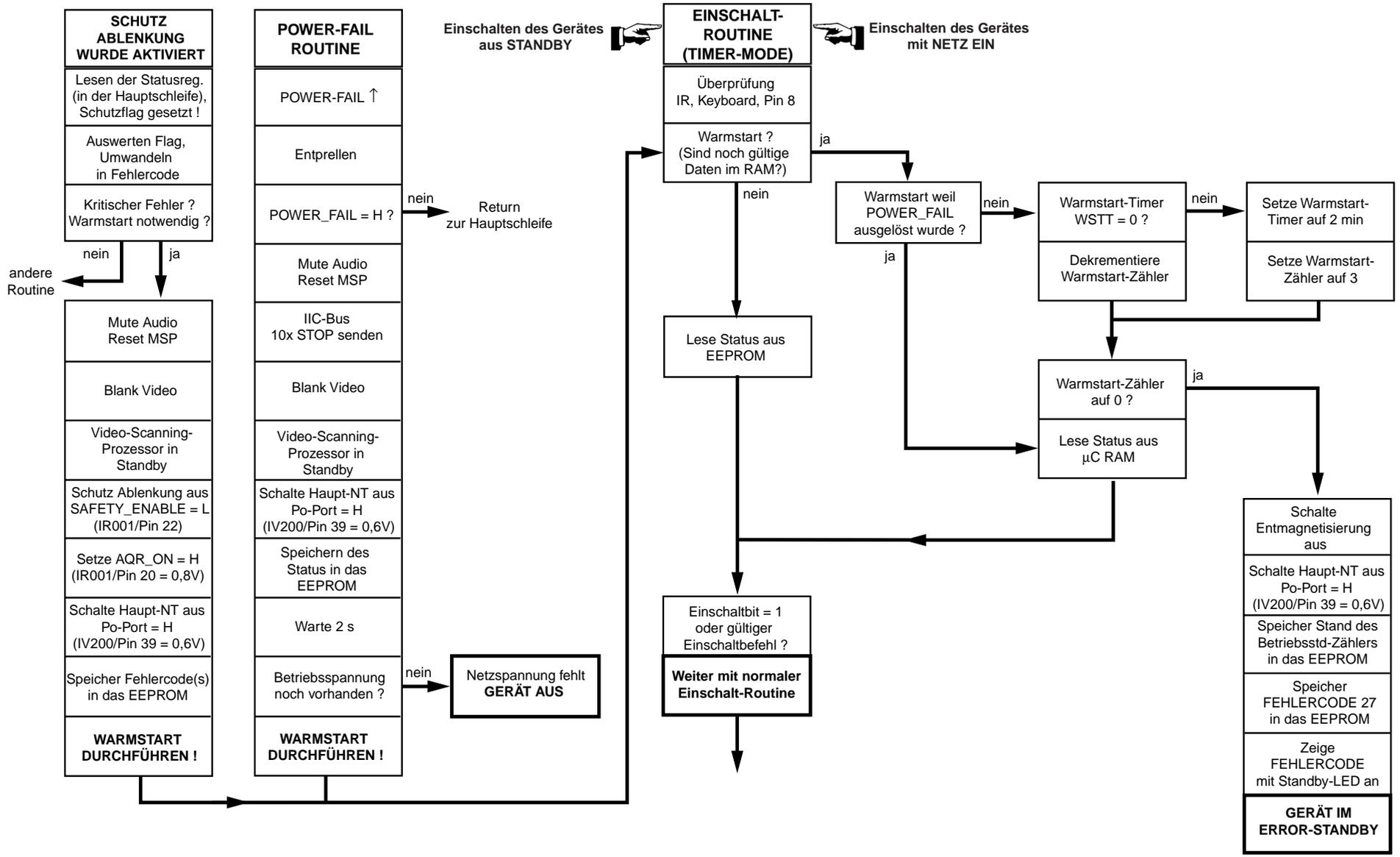
Je nach erkanntem Problem blinkt die LED in zwei Gruppen (entsprechend den zwei Digits des Fehler-Codes) ein bis neun mal, von einer 700ms langen Pause getrennt schnell hintereinander. Dieses wird mindestens viermal wiederholt. Da Bicolor-LEDs eingesetzt werden, können je nach Betriebszustand die Fehlermeldungen in unterschiedlichen Farben auftreten. Abhängig ist dies vom Vorhandensein der geschalteten +8V aus dem Hauptnetzteil.



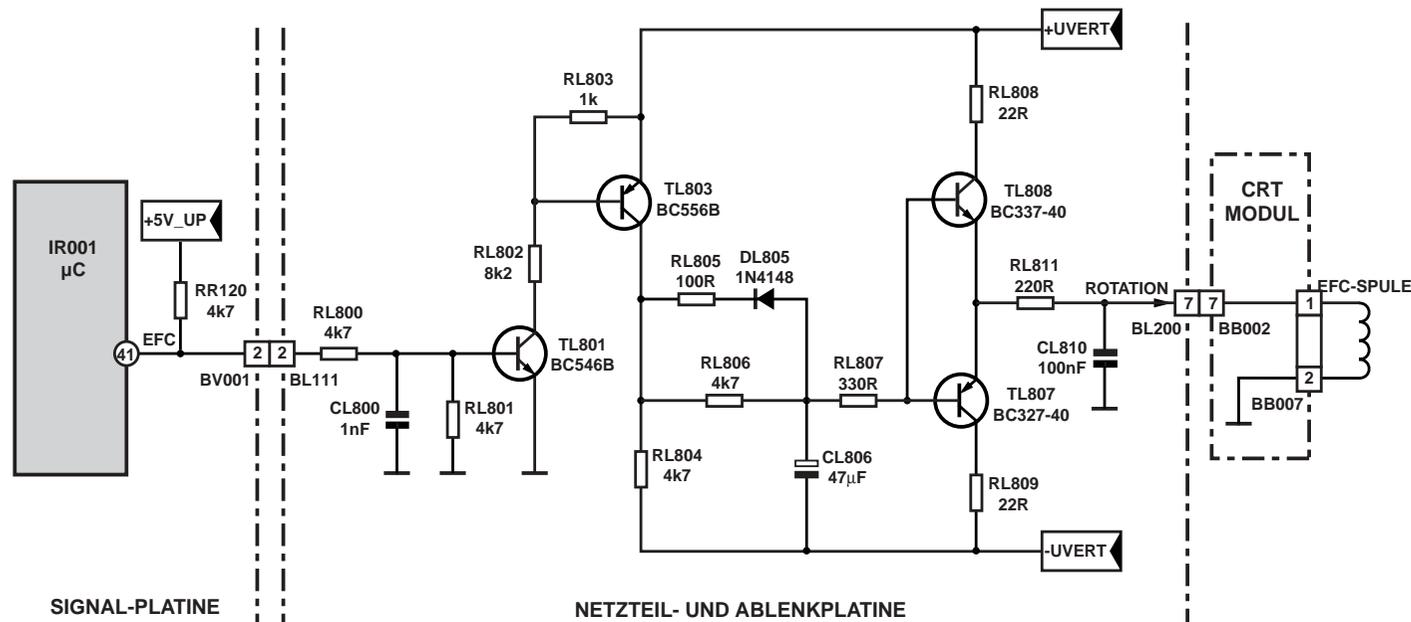
	Grüne LED (= +8V) aus	Grüne LED (= +8V) aus
Standby-LED aus	AUS	GRÜN
Standby-LED ein	ROT	ORANGE

Die Anzeige der Fehler-Codes und die Reaktion des Gerätes ist stark davon abhängig, wie der Fehler beschaffen ist und dem Zeitpunkt, wann er festgestellt wird (Betriebszustand des Gerätes).

Wird ein Fehler während der Warmstartroutine dreimal festgestellt, wird im EEPROM zusätzlich zum Code der Fehlerursache auch der Fehlercodes 27 mit abgespeichert !



Auslösen der Warmstart-Routine

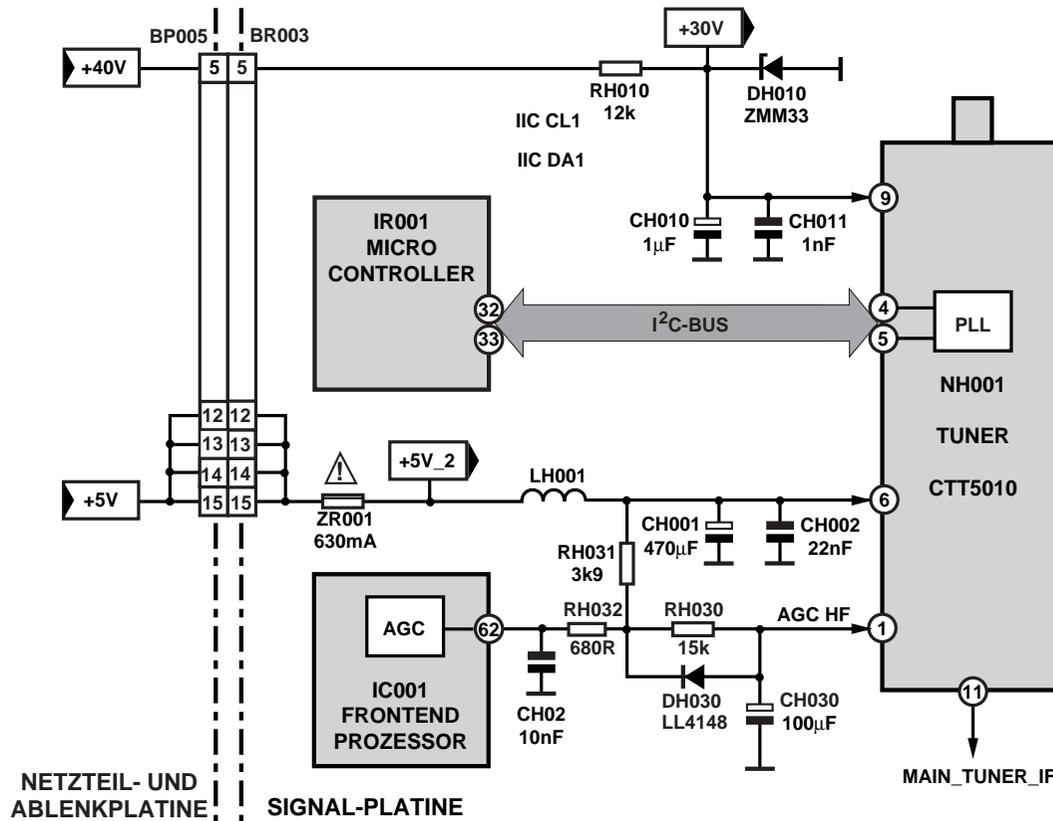


Erdfeldkorrektur

Die Erdfeldkorrektur hat, entsprechend ihrer Bezeichnung, die Aufgabe, bei der Einwirkung fremder Magnetfelder ein "Gegenfeld" zur Kompensation zu erzeugen. Damit werden in der Regel Farbreinheitsfehler und Schiefelage beseitigt. Über die Verbindung BL111 kommt zu diesem Zweck ein Rechtecksignal vom Mikrocomputer, welches in seinem Puls-Pausen Verhältnis veränderbar ist. Die Transistoren TL801 und TL803 dienen der Verstärkung. Die Bauteile RL806 und CL806 realisieren ein Integrierglied. Die daraus gewonnene veränderliche Gleichspannung bestimmt den Innenwiderstand der beiden Transistoren TL808 und TL807 und somit Richtung und Amplitude des Strom (max. +/- 50mA) über die Steckverbindung BL200, an der die Spule zur Erdfeldkorrektur angeschlossen ist.

SIGNALVERARBEITUNG

Tuner	74
ZF-Verstärker	75
Frontend-Prozessor	76
Upconverter	78
2H-Videoteil und PSI-Schaltung	82
2H-Videoprozessor	84
CRT-Modul	86
CRT-Modul mit BSVM	88
Audio-Signalverarbeitung	90



Tuner

Der Tuner befindet sich auf der Signal-Platine. Das über die IEC-Buchse zugeführte Antennensignal wird im Tuner in drei HF-Pfade aufgeteilt. Ein über den I²C-Bus gesteuerter 2-Band-Mischer/Oszillator/PLL-Baustein konvertiert das HF-Signal zur ZF. Der kleinste Abstimmschritt beträgt bei Feinabstimmung 62,5kHz.

Abstimmbereiche:

Bereich 1: 48,25MHz ... 112,25MHz

Bereich 2: 119,25MHz ... 399,25MHz

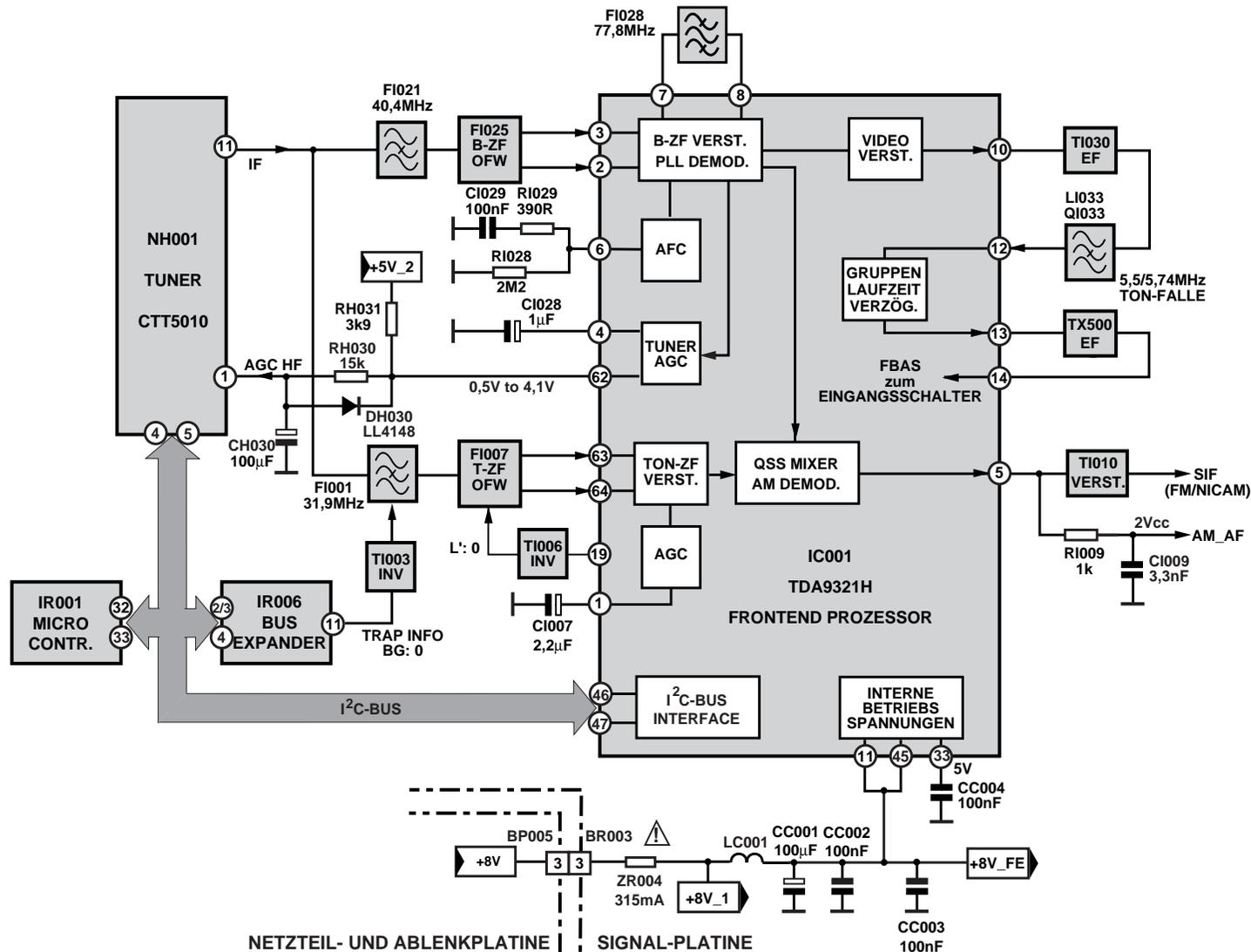
Bereich 3: 407,25MHz ... 863,25MHz

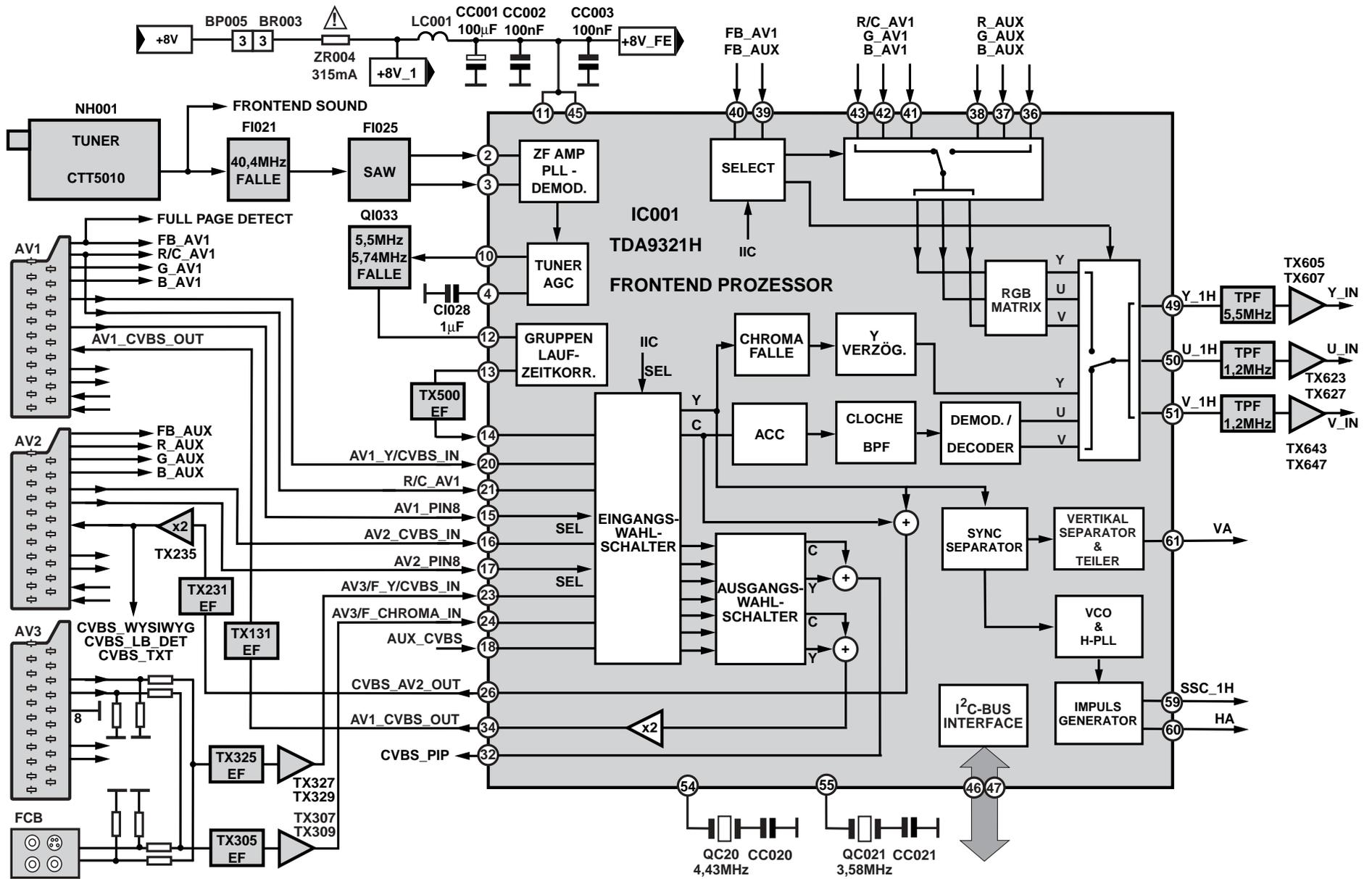
ZF-Verstärker

Die ZF-Stufe befindet sich auf der Signalplatine. Der ZF-Verstärker besteht aus den aktiven Komponenten, die im Frontend-Prozessor IC001 (TDA9321H) integriert sind und zwei Oberflächen-Wellenfiltern (OFW).

Das Bild-ZF-Signal gelangt vom Tuner-Ausgang über eine feste 40,4MHz-Falle zum OFW FI025. Dieses Filter selektiert entweder beide Nyquist-Flanken für die Normen L, L', I und K' oder nur die 38,9MHz-Flanke für B/G und D/K. Im IC001 wird das Videosignal anschließend demoduliert und verstärkt. Ein externer 5,5/5,74MHz Saugkreis entfernt Reste vom Tonträger ehe das Videosignal im IC001 weiter verarbeitet wird.

Eine AGC erzeugt die Tuner-Regelspannung. Das Ton-ZF-Signal gelangt vom Tuner-Ausgang über ein geschaltetes 31,9MHz-Filter zum schaltbaren OFW FI007. Dieses Filter selektiert die ZF für FM-Ton, NICAM und AM-Ton für die Normen L und L'. Die weitere Signalverarbeitung findet im IC001 statt. Als Ausgangssignale stehen am Pin 5 die demodulierte NF für die Normen L und L' und für FM / NICAM die ZF-Frequenzen 5,5 / 5,75 / 5,85 / 6,0 / 6,25 / 6,5 / 6,55 zur Verfügung. Die Trennung der Signalarten voneinander erfolgt mittels eines Tiefpassfilters. Für beide Signalarten findet die weitere Signalverarbeitung im Multi-Soundprozessor MSP statt.





Frontend-Prozessor

Eingangssignalumschaltung Video

Geräte mit dem Chassis ICC20 verfügen über drei SCART-Buchsen und einen (optionalen) Front-AV-Anschluß. Die Wahl des Video-Eingangssignales wird On-Chip im Frontend-Prozessor IC001 vorgenommen. Die Umschaltung der Audio-Eingangs- und Ausgangssignale geschieht im Multisound-Prozessor MSP

Belegung der AV-Eingänge

AV 1 SCART-Buchse

- Standard Video- (FBAS: Pin 20) und Audio- (Pin 2/6) Eingänge
- S-Video-Eingang (Luma: Pin 20 / Chroma: Pin 15)
- RGB Eingang (R: Pin 15, G: Pin 11, B: Pin 7, Fast Blanking: Pin 16)
- AV-Schaltspannungseingang (Pin 8)
- FBAS - Ausgang vom Tuner, Front-AV/AV2 oder AV1.

AV2 SCART-Buchse

- Standard Video- (FBAS: Pin 20) und Audio- (Pin 2/6) Eingänge
- AV-Schaltspannungseingang (Pin 8)
- RGB Eingang (R: Pin 15, G: Pin 11, B: Pin 7, Fast Blanking: Pin 16)
- Monitor- (WYSIWYG-) Ausgang (FBAS: Pin 19,
- Audio: Pin 1/3). Das zuletzt angewählte Eingangssignal liegt immer am AV 1 Ausgang an.

AV 3 SCART-Buchse

- Standard Video- (FBAS: Pin 20) und Audio- (Pin 2/6) Eingänge
- AV-Schaltspannungseingang (Pin 8)

Front-AV-Eingang (Option)

- 1 S-Video Eingang Hosiden (Y/C)
- 1 Cinch Video Eingang (FBAS)
- 2 Cinch Audio Eingänge (R/L)

FBAS / S-Video

Das TDA9321H verfügt über zwei FBAS-Eingänge, zwei Y/FBAS-Eingänge, zwei Chroma-Eingänge und drei FBAS-Ausgänge. Die Anwahl der Ein- und Ausgänge erfolgt über den I²C-Bus vom Microcontroller.

Das gewählte Eingangssignal wird im IC001 intern zu den signalverarbeitenden Stufen weitergeleitet. Um 6dB verstärkt erscheint es am Pin 34 des IC001 und geht an den Videoausgang von AV1.

Das Ausgangssignal von AV1 ist ebenfalls abhängig von der Programmquelle. Es ist immer das gerade auf dem Bildschirm sichtbare Signal (WYSISWYG = What You See Is What You Get)

Die Ausgangssignale zu den SCART-Buchsen sind immer FBAS. Y/C-Signale werden immer im IC001 mittels Addierstufen in FBAS umgewandelt.

RGB-Signale

Das TDA9321H bietet zwei getrennte RGB-Eingänge. Die Anwahl geschieht über die Fast-Blanking-Signale. Das externe RGB-Signal von der AV1 geht direkt auf die Pins 41-43 des IV01, das von AV2 auf die Pins 36-38. Bei den externen RGB-Signal ist Helligkeit, Kontrast und Farbsättigung einstellbar, das diese in einer RGB-Matrix in YUV ummatriziert werden.

Das interne RGB-Signal von der OSD-Stufe des Microcontrollers wird, da es bereits 100Hz hat, direkt in den Video-Scanning-Prozessor in das IV200 eingespeist.

Signalverarbeitung

Die gesamte Chroma-Demodulation und Decodierung wird im Frontend-Prozessor IC001 vorgenommen. Alle Filter sind integriert und abgleichfrei. Als externe Frequenzreferenzen dienen zwei Quarze: 4,43MHz für PAL, SECAM und 3,58MHz für NTSC 60Hz. Die Funktionssteuerung erfolgt über den I²C-Bus.

Es können zwei unterschiedliche Typen von Videosignal zugeführt werden: die Composite-Signale FBAS von allen Eingängen oder ein getrenntes Luminanz- und Chroma-Signal Y/C von AV1/AV3. Das für die signalverarbeitenden Stufen gewählte Eingangssignal wird zuerst den integrierten Farbfiltern und den Chroma-Bandpaßfiltern zugeführt um es in seine Komponenten zu zerlegen.

Die Mittenfrequenzen, Bandbreiten und Filtercharakteristika (z.B. Cloche- (Glocken-) Filter für SECAM) der Filter sind von der festgestellten Norm abhängig und werden automatisch umgeschaltet. Im Falle von Y/C als Eingangssignal werden die Farbfilter ausgeschaltet um die volle Luminanzbandbreite zu erhalten.

Der Chroma-Burst-Pegel steuert die Farbverstärkung mittels einer ACC (Automatic Color Control). Die Burst-Phase dient um die mit den Quarz und PLLs erzeugten Farbhilfsträger normengerecht zu synchronisieren. Die Chroma-Identifikationsschaltung erlaubt zwei Betriebsarten: automatische Identifikation oder erzwungene Identifikation. Bei der automatischen Identifikation sucht die Schaltung abwechselnd nach einem PAL, SECAM und NTSC-Burst, bei der erzwungenen Identifikation kann der Benutzer über die Menü-

steuerung (Menü 'Installationsübersicht', 'Manuelle Programmierung') eine Norm vorgeben.

Nach dem Erkennen der Farbnorm werden im Farbdemodulator die Farbdifferenz-Signale R-Y und B-Y decodiert. Da bei PAL und SECAM die Farbdifferenz-Signale zweier aufeinander folgender Zeilen gleichzeitig benötigt werden, sind im Video-Scanning-Prozessor je eine 1-Zeilen-Verzögerungsleitung für das U- und V-Signal integriert.

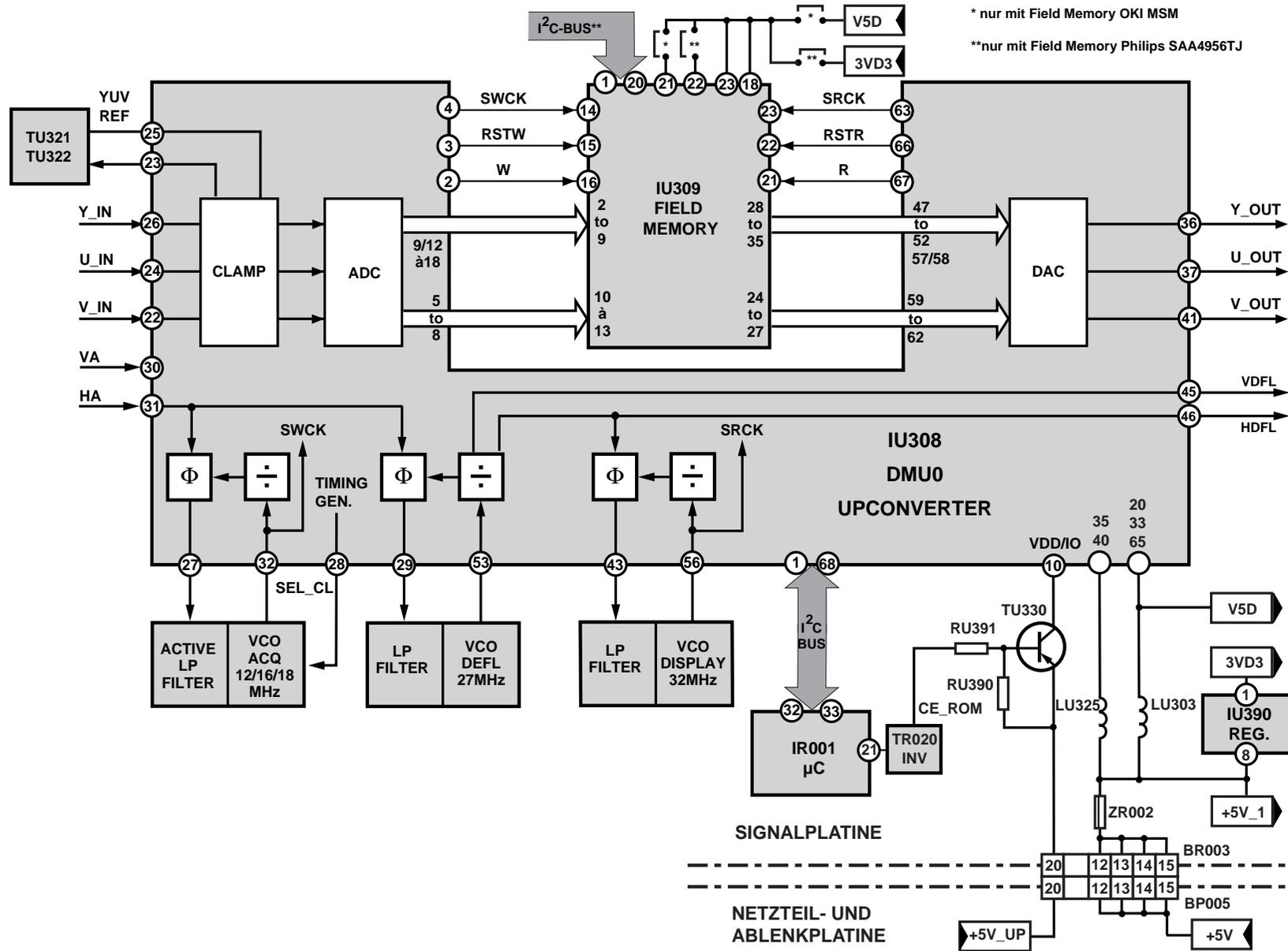
Am Ausgang der Verzögerungsleitungen werden in je einer Addierstufe das verzögerte und das unverzögerte Farbdifferenz-Signal ständig addiert um das R-Y und das B-Y Ausgangssignal zu erhalten.

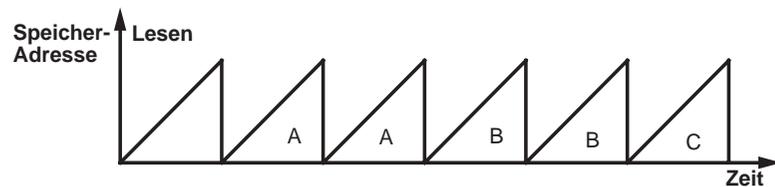
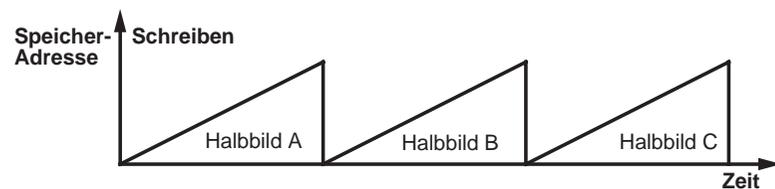
Das gewählte Signal des Ausgangswahlschalters verläßt das TDA9321H über die Pins 49/50/51.

Um Aliasing-Effekte in der nachfolgenden Upconverter-Stufe zu vermeiden werden die Bandbreiten des Y-1H, U_1H und V_1H mittels Tiefpassfilter auf 5,5MHz, bzw. 1,2MHz begrenzt und in den folgenden Transistorstufen TX605/TX607, TX623(TX627 und TX643/TX647 verstärkt.

Synchronisation

In einer Synchronsignal-Abtrennstufe (Sync Separator) werden aus dem Luminanzsignal die Horizontal- und Vertikalsynchronimpulse gewonnen. Die Horizontalsyncs steuern eine 6,875MHz-PLL, dessen Ausgangsfrequenz, durch 440 geteilt, der 15,625kHz H-Sync HA (am Pin 60) für den Upconverter ist. Zur Vertikalsynchronisation steht das Signal VA mit 50 Hz zur Verfügung.





Prinzip Schreib- und Leseoperation des Halbbildspeichers

Upconverter

Aufgaben des Upconverters

- Hochkonvertieren des 1H- Eingangssignales auf 2H- Video (100Hz Vertikalfrequenz, Horizontalfrequenz = 31, 25kHz). Hierdurch wird die gewünschte Reduzierung des Flimmerns erzielt.
- Zoomen und Bildformatumschaltung
- Erzeugung der 2H-Horizontal- und 2V-Vertikal-Synchronsignale für den Video-Scanning-Prozessor
- Standbild
- digitale Rauschunterdrückung (Option)

Die Upconverter- Stufe arbeitet voll digital.

Upconverter mit DMU0

Dieser Upconverter ist für 'IM'-(Intelligent Mastering-) Geräte vorgesehen. Er verfügt über einen Halbbildspeicher und liefert immer die Halbbildfolge AABB.

Der Upconverter- Teil besteht im Wesentlichen aus dem digitalen Signalprozessor DMU0 mit externen Komponenten für die drei integrierten PLLs. Der Upconverterteil des Videomoduls soll die Verdopplung der Horizontal- und Vertikalfrequenzen des Videosignals vornehmen.

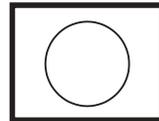
Die Signalverarbeitung im Upconverterteil ist vollständig digital. Die Eingangs- und Ausgangssignale sind analog. Der Upconverterteil verfügt über einen eigenen in der DMU0 integrierten Microcontroller. Dieser ist über den I²C- Bus 2 mit dem Bedienteil-Microcontroller verbunden.

Eingangsschaltung der Upconverter-Schaltung DMU0 ist ein 8- Bit Video A/D- Wandler. Das Y- Eingangssignal wird in 8- Bit binär codierte Worte konvertiert. U und V werden gemultiplext in jeweils 4 Bit Zwei-

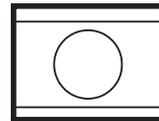
er-Komplement Worte umgewandelt. Klemmschaltungen an den Eingängen der A/D- Wandler halten die Signal- und Bezugspegel stabil.

Das digitale YUV- Signal wird in einen digitalen Halbbildspeicher (MSM5412222 oder SAA4956TL) geschrieben. In diesem Speicher findet die 50Hz auf 100Hz Konversion statt. Die Daten im Speicher werden mit der doppelten Geschwindigkeit gelesen, wie sie in den Speicher hineingeschrieben wurden. Der Schreib- und Leseszugriff zum Speicher kann asynchron erfolgen. Durch Umschalten der Schreib- und Lesetaktfrequenzen und durch Variation des Verhältnisses der Frequenzen zueinander können unterschiedliche Bildformate und Zoomstufen dargestellt werden. Die Kontrollsignale für den Speicher werden von den Timing-Generatoren im DMU0 generiert. Sie liefern alle benötigten Schreib-, Lese- und Clockimpulse um die Halbbildspeicher und die Signalwandler im DMU0 zu steuern. Weiterhin werden ein 2H-(HDFL) und ein 2V-(VDF) Synchronsignal für den Ablenkteil des Video- Scanningprozessor IV200 (TDA9330H) bereitgestellt. Alle drei Timing- Generatoren (Acquisition, Display- und Deflection- Clock) sind PLL-Kreise. Die Frequenzteilung, Referenzsignalerzeugung und der Phasenvergleich finden im DMU0 statt. Aus dem Acquisition- Clock werden alle 50Hz (60Hz) Schreibsignale und aus dem Display- Clock alle Lesesignale abgeleitet. Das Deflection-Clock-Signal liefert die Synchronsignale für den Video-Scanning-Prozessor.

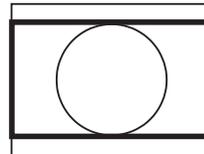
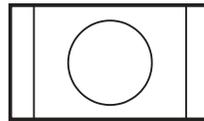
4:3 Bildschirm
4:3 Signal



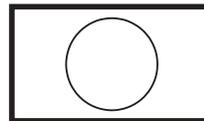
4:3 Bildschirm
16:9 Signal



16:9 Bildschirm
4:3 Signal



16:9 Bildschirm
16:9 Signal



Komprimiert
12/32MHz

Standard
16/32MHz

Frequenzen der Acquisition-PLL und der
Display-PLL abhängig von den Bildformaten

Für eine direkte 50Hz auf 100Hz Ablenk-Konvertierung muß die Lesefrequenz (Display-Clock), die den Speicher ausliest, die zweifache Frequenz des Schreibtaktes (Acquisition-Clock) haben. Soll jedoch das Seitenverhältnis (Format, Zoom) des Bildes geändert werden, muß das Videosignal komprimiert oder expandiert werden. Dieser Effekt wird erreicht, indem das Verhältnis von Lese- zu Schreibtakt vom Faktor zwei abweicht.

Auf dem Videomodul ist zu diesem Zweck die Frequenz der Acquisition-PLL umschaltbar (12/16/18 MHz). Die Display-PLL liefert immer 32MHz.

Beim Chassis ICC20 wird im Upconverter nur die horizontale Formateinstellung vorgenommen. Die vertikale Formatsteuerung geschieht im Video-Scanning-Prozessor TDA9330H (IV200).

Das fertige digitale 2H- YUV- Signal durchläuft dann die DA-Wandler. Die Auflösung für jede Komponente ist 8 Bit.

Eine weitere, analoge Verarbeitung findet anschließend in der PSI-Stufe und der 2H-Videostufe statt.

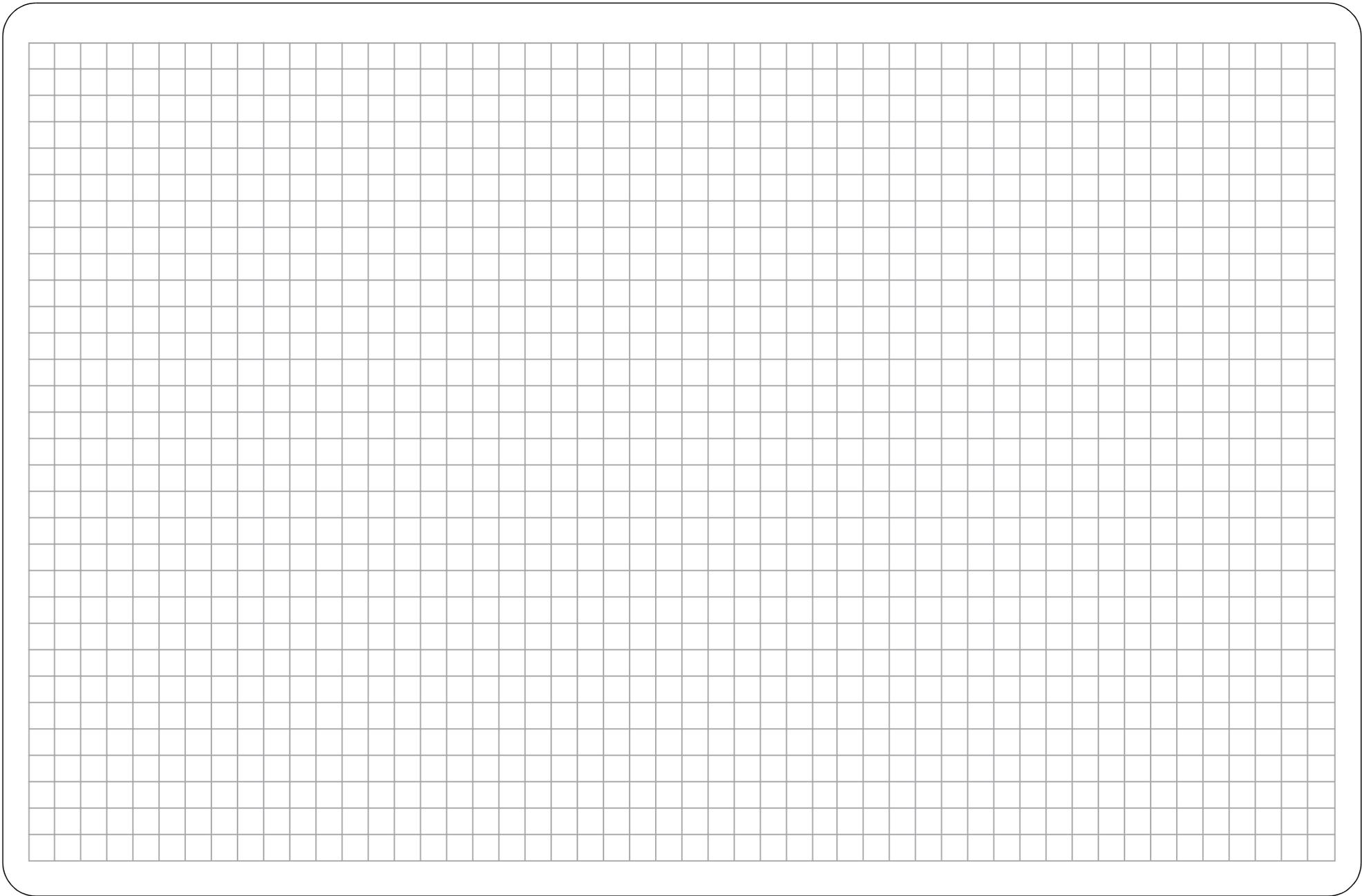
Upconverter mit Rauschunterdrückung

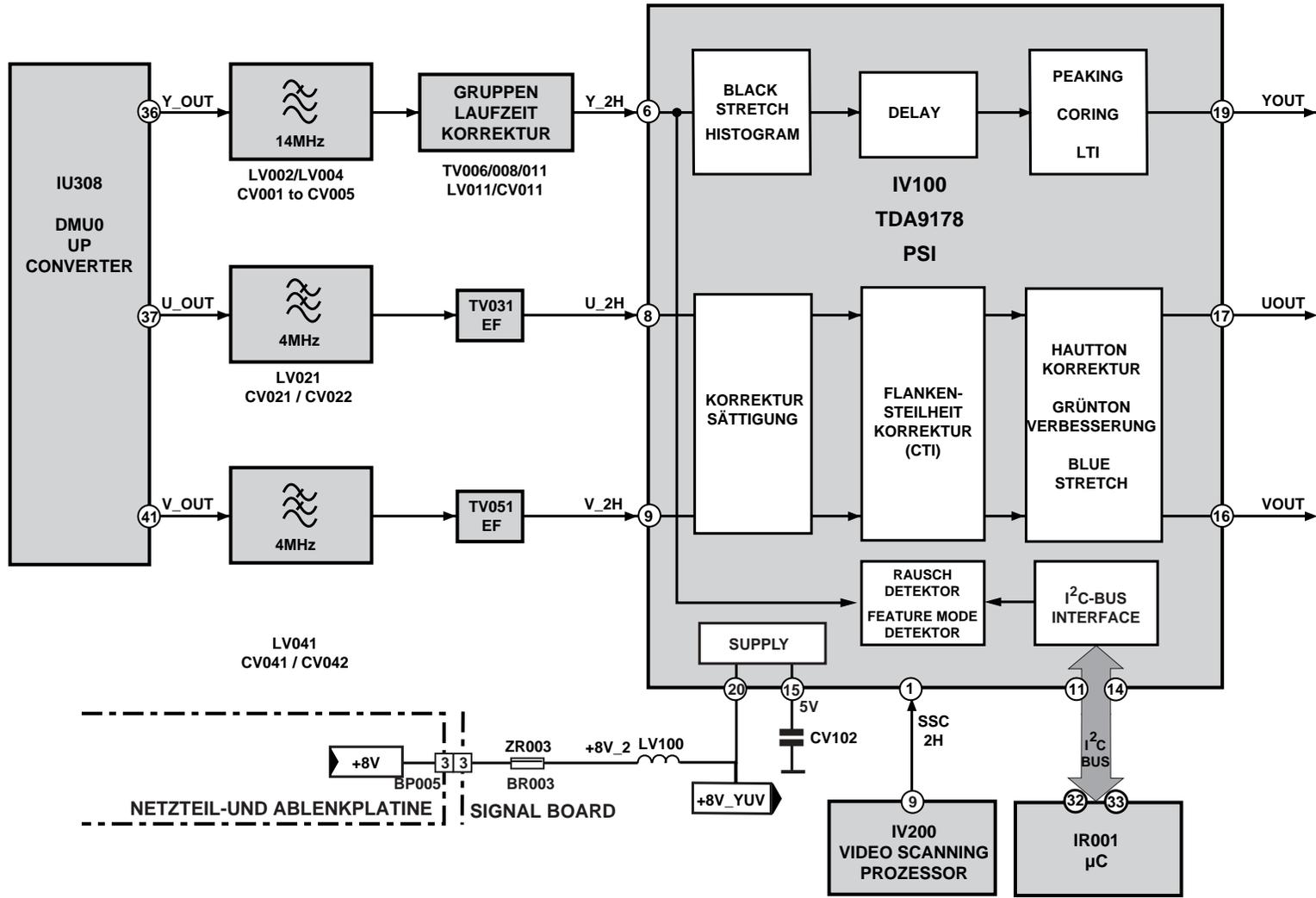
Als Option kann der Upconverter mit einem Halbbildspeicher SAA4956TJ (Philips) an Stelle des MSM5412222 (OKI) ausgestattet werden.

In das SAA4956TJ ist zusätzlich zu einem 2,9MBit FIFO-Speicher (Field Memory) eine halbbildorientierte, digitale Rauschunterdrückung integriert. Diese Rauschunterdrückung kann über den I²C-Bus eingeschaltet und konfiguriert werden

Die Rauschunterdrückungsschaltung kommt ohne einen zweiten Halbbildspei-

cher aus. Das verzögerte Signal, getrennt nach Luminanz und Chroma, wird zum unverzögerten Signal addiert. Die Höhe des hinzuaddierten verzögerten Anteils ist abhängig von der absoluten Differenz zwischen dem Verzögerten und dem unverzögerten Signal. Je ähnlicher sich die Signale sind, desto höher ist der Faktor der Rauschunterdrückung (adaptive Kennlinie).





2H- Videoteil und PSI -Schaltung 2H-Filter

Im Y- Signalweg glättet zunächst ein 14MHz Tiefpaßfilter, im U- und V- Weg je ein 4MHz Tiefpaßfilter, die durch die D/ A- Wandlung entstandene Unebenheiten im Signal. Die Filter sind diskret aufgebaut. Um die Verluste in den Filtern (ca. 6dB) auszugleichen, folgen in allen Stufen nichtinvertierende Verstärker. Nach der Tiefpaßfilterung gelangt das YUV- Signal in den PSI- (Picture Sharpness Improvement = Bildschärfverbesserung-) Schaltkreis TDA9178 (IV100).

PSI-Schaltung mit IC TDA9178

In der PSI-Stufe erhöhen analoge Schaltungen die horizontale Auflösung von Chroma- und Luminanz-Signal und verbessern den Bildeindruck.

Luminanz-Signal Black Stretch

Die Black Stretch- Funktion ist nur dann wirksam, wenn ein helles Bild nur wenige dunkle Anteile hat. Die Schaltung mißt die Menge der dunklen Bildanteile und erhöht deren Kontrast ins Schwarze.

Histogram

Die gesamte Histogramm-Verteilung des Luminanzsignals wird für jedes Halbbild Bereich für sich separat bewertet. Entsprechend der Bewertung jedes Bereiches wird das Luminanzsignal nichtlinear verstärkt, was zu einem Bild mit einem Maximum an sichtbaren Bilddetails führt.

Peaking und Coring

Die Peaking- Schaltung dient, wie das Edge Replacement, ebenfalls der Flankenversteilerung, nur bei Frequenzen um 3,5MHz. Durch Differentiation und Höhen-

anhebung erzeugte Überschwinger werden zum Y-Signal addiert und verbessern zusätzlich die Kantenschärfe. Durch das Peaking wird auch das Hintergrundrauschen im Signal mit hochgezogen. Dieses wird durch die Coring- Schaltung, dem Signal angepaßt, kompensiert.

LTI (Luminance Transient Improvement)

Die LTI-Schaltung erhöht die Flankensteilheit (= Kantenschärfe) des Y- Signals ohne daß positive oder negative Überschwinger entstehen. Hauptsächlich beeinflußt es Signale im Frequenzbereich 2MHz ... 3MHz. Über den Datenbus kann die Wirksamkeit der Schaltung zusammen mit der Peaking-Funktion in der Menüsteuerung unter 'Bildschärfe' beeinflußt werden. Die Wirkung ist zudem auch abhängig vom Rauschanteil im Signal. Das Rauschen wird in einer nicht sichtbaren Linie one Videosignal (in der Vertikal-Austastlücke) vom Rauschdetektor gemessen.

Verzögerung Delay

Die Verzögerungsstufe Delay verzögert das Luminanzsignal angepaßt an die Wirkung der CTI-Stufe und an die Prozessverzögerung in der Chromaverarbeitung.

Chroma-Signal Korrektur Sättigung

Durch die im Luminanzweg vorgenommene histogrammbezogene nichtlineare Verstärkung und durch ein variables Gamma kann es zu einer nicht angepaßten Farbsättigung kommen. Die Korrekturstufe paßt die Farbsättigung an die jeweiligen Parameter des Luminanzsignals an.

Korrektur Flankensteilheit (CTI)

Die Farbdifferenz-Signale durchlaufen eine CTI- (Color Transient Improvement-) Schaltung, die auf Grund der niedrigen Bandbreite der Farbkanäle geringe Flankensteilheit der U und V- Signale verbessert. Hierfür wird das Chromasignal gering verzögert. Durch einen Flankendetektor gesteuert, wird bei einer Signalfanke die Verzögerungsstufe überbrückt und so gelangt das Chromasignal unverzögert mit versteilerten Flanken zum Ausgang der Schaltung.

Hautton-Korrektur

Hauttöne sind sehr empfindlich gegen Phasenfehler, wie sie während der Übertragung des Signales auftreten können. Der korrekte Hautton liegt bei etwa 123°. Ein Detektor untersucht das Farbsignal im einem festgelegten Bereich um den Idealwert herum und zieht die Phasenlage von in Frage kommenden Signale auf den optimalen Wert.

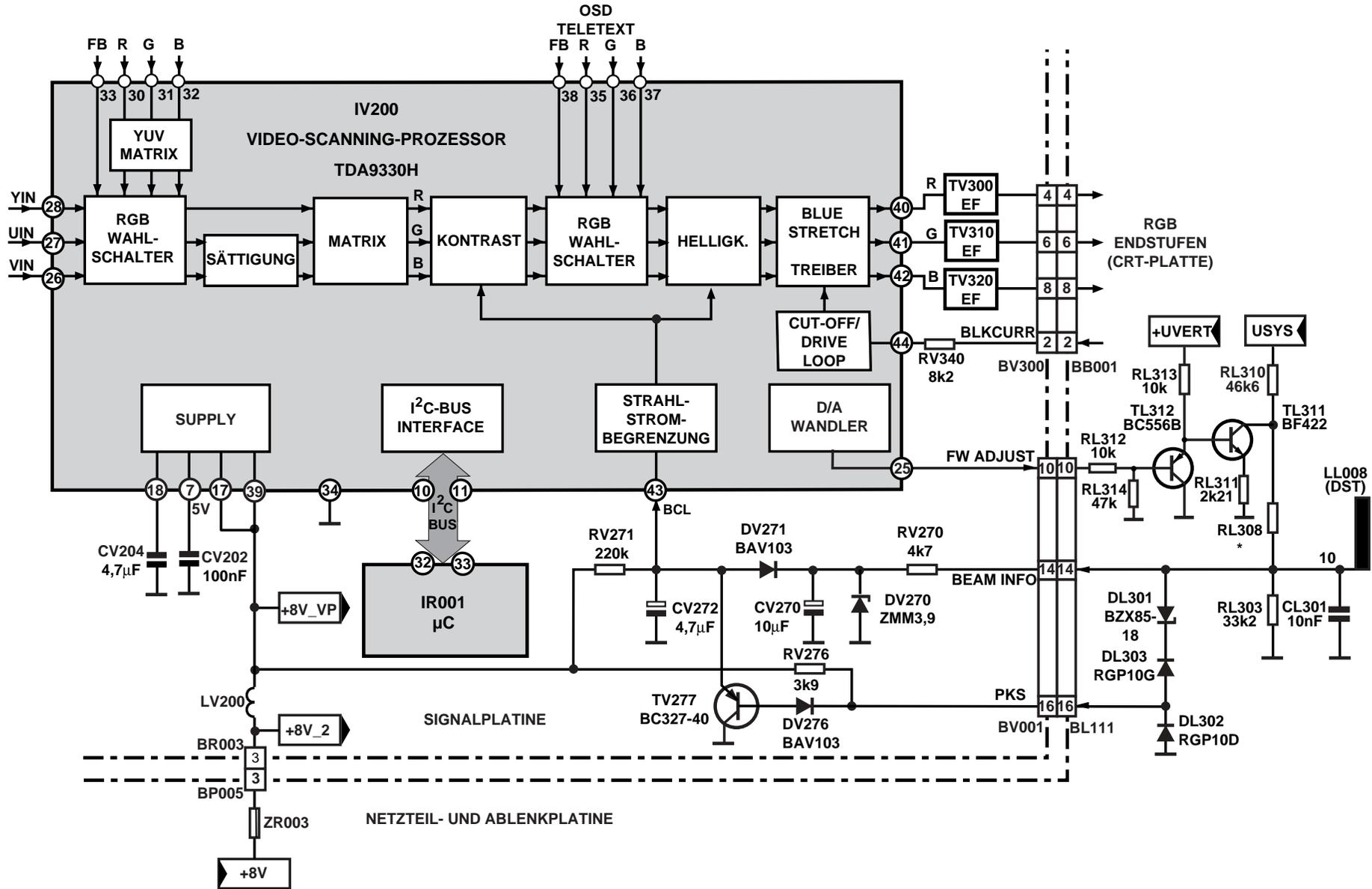
Grünton-Verbesserung

Die Grünton-Verbesserung verschiebt Grüntöne mit wenig Sättigung zu mehr gesättigten Tönen. Die Verschiebung ist dynamisch abhängig vom Luminanzsignal und von der Bezugsachse des Grunddetektors (208°) und statisch von der Microcontrollersteuerung.

Blue Stretch

Die Blue Stretch-Funktion soll den Farbton des Bildes bei (sehr) hellen Bildern ins Bläuliche verschieben. Dabei werden bei Bildinhalten, die eine bestimmte Helligkeit (>80IRE) überschreiten, die Pegel für Rot und Grün um 17% reduziert. Hierdurch wird der Helligkeitseindruck des Bildes verstärkt.

Nach dem Verlassen des PSI-IC TDA9178 gehen Y, U und V gehen dann über Koppelkondensatoren auf die Eingangsstufe des Video-Scanningprozessor TDA9330H.



2H-Video-Prozessor

Video-Signalverarbeitung im IV200

Der Eingangswahlschalter im Video-Scanning-Prozessor TDA9330H (IV200) kann zwei Eingangssignale erhalten: das interne YUV-Signal vom PSI-IC IV100 und ein dematriziertes RGB-Signal aus einer weiteren Quelle (z.Zt. noch nicht benutzt). Die Umschaltung zwischen den beiden Eingängen wird vom Fast-Blanking-Signal der externen RGB-Quelle gesteuert.

Die Eingangssignale werden zunächst in Klemmstufen auf ein festes Gleichspannungsniveau gelegt. Im Chroma-Signalweg folgen der busgesteuerte Einsteller für die Farbsättigung. Die Farbdifferenzsignale und das Lumasignal werden in der RGB-Matrix gewichtet in ein RGB-Signal ummatriziert. Es folgt der Kontrasteinsteller und ein weiterer Signalumschalter. Über diesen Schalter werden die vom Bedienteil-Microcontroller kommenden internen OSD- und Videotextsignale in das Haupt-RGB-Signal eingestanzelt. Als Umschaltsignal dient das Fast-Blanking-Signal am Pin 38.

Das gewählte Signal durchläuft die busgesteuerte Helligkeitseinstellung und gelangt in die Blue-Stretch-Stufe. Hier werden bei Bildinhalten, die eine bestimmte Helligkeit (>80IRE) überschreiten, die Pegel für Rot und Grün um 17% reduziert.

Der Verstärkungsfaktor und die Offset-Spannung der RGB-Ausgangsstufen ist durch die Cut-Off-Regelung einstellbar. Nachdem das RGB-Signal das TDA9330 verlassen hat, sorgt in jedem Kanal eine Emitterfolgerstufe als Kabeltreiber für eine ausreichend niedrige Impedanz. Diese Stufen sind als Tiefpaßfilter ausgelegt ($f_g = 5\text{MHz}$) um die Übertragungsbandbreite zu begrenzen.

Strahlstrombegrenzung BCL

Um die Bildröhre vor elektrischer Überlastung (zu hohem Strahlstrom) zu schützen, ist es notwendig den Gesamtstrahlstrom auf ein verträgliches Maß zu reduzieren. Dazu wird die Helligkeit und der Kontrast innerhalb des IC über die Strahlstrom-Begrenzung in Abhängigkeit von der über Pin 43 zugeführten Spannung BCL (Beam Current Limiter) reduziert. Diese strahlstromabhängige Steuerspannung wird in bewährter Weise über einen Fußpunkt-widerstand (RL303) an der Hochspannungsspule des Diodensplittrafo gewonnen. Jeder Strahlstrom erzeugt über RL303 einen negativen Spannungsabfall, der mit der sog. Full-White-Schaltung RL308, RL310, TL311 und TL312 in den positiven Bereich (0mA Strahlstrom: ca. 10V) wird. Die Strahlstrombegrenzung wird über zwei Signalpfade gesteuert. Der Pfad BEAM_INFO hat eine hohe Zeitkonstante und liefert eine träge Strahlstrominformation, einen Mittelwert darstellend.

RV270 entkoppelt die Strahlstrominformation vom Fußpunktspannungsteiler. CV270 erzeugt die notwendige Zeitkonstante. Z-Diode DV270 begrenzt die maximale erlaubte Spannung über CV270. Die niedrigste (negative) erlaubte Spannung wird durch DL301, DL302, DL303 festgelegt. DV271 entkoppelt die langsame Strahlstrominformation vom zweiten, dem schnellen Pfad.

Bei steigendem Strahlstrom, also sinkender Spannung über CV272, wird zunächst die Helligkeit und dann auch der Kontrast reduziert

Der zweite Pfad, PKS, überträgt die Information über schnelle, starke Strahlstromänderungen (z.B. Schwarz nach Weiß-

Sprünge) um Sättigungseffekte im DST zu vermeiden.

Bei sehr hohen, schnellen Strahlstromänderungen werden sofort DL301, DL302 und DL303 leitend. Die Durchbruchspannung von DL301 legt dabei den Schwellwert fest. Die Basis des TV277 wird negativ. TV277 wird niederohmig und legt den Pin 43 des IV200 auf Masse. Sofort wird der Kontrast des Bildes zurückgenommen.

Automatische "Cut-Off"-Regelung

Im Video-Scanning-Prozessor TDA9330H ist eine Cut-Off-Regelschaltung integriert, die zur Konstanzhaltung der Farbtemperatur der Bildröhre dient. In der Vertikalaus-tastzeit werden pro Halbbild je drei Meßzeilen mit definiertem Pegel in das Ansteuersignal der Bildröhre eingefügt. Die während der Meßzeilen auftretenden Kathodenstrom $I_{BLKCURR}$ der Bildröhre werden gemessen (Pin 44 IV200) und vom TDA9330H durch einen Vergleich mit internen Referenzströmen ausgewertet. Errechnete Kompensationswerte gleichen Toleranzen, Drift und Alterung von Bildrohr und RGB-Verstärker aus.

Im ersten Halbbild (Zeilen 21, 22, 23) wird für die drei Systeme Rot, Grün und Blau die Steilheit (Drive) mit $20\mu\text{A}$ gemessen, im zweiten Halbbild (Zeilen 333, 334, 335) der Sperrstrom (Offset) mit $8\mu\text{A}$. Der Leckstrom wird in beiden Halbbildern (Zeilen 20 und 332) gemessen und dient zur Festlegung der internen Referenzströme. Die Regelstufe benötigt keine externen Speicherkapazitäten.

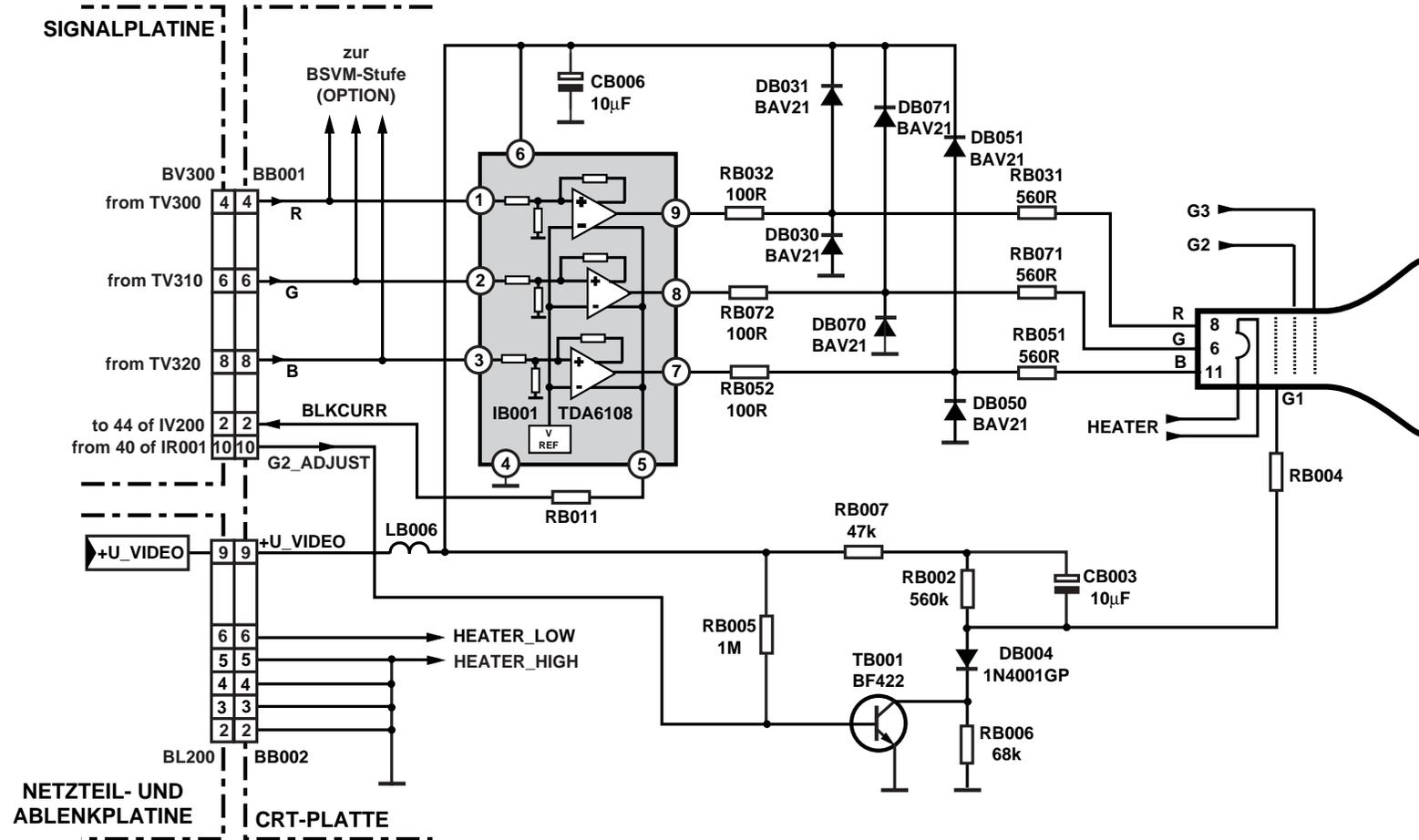
Ein an BLKCURR angeschlossener Warm-Up-Detektor verhindert die Funktion der Cut-Off-Regelung solange, bis nach dem Anlaufen des Gerätes die Kathoden-

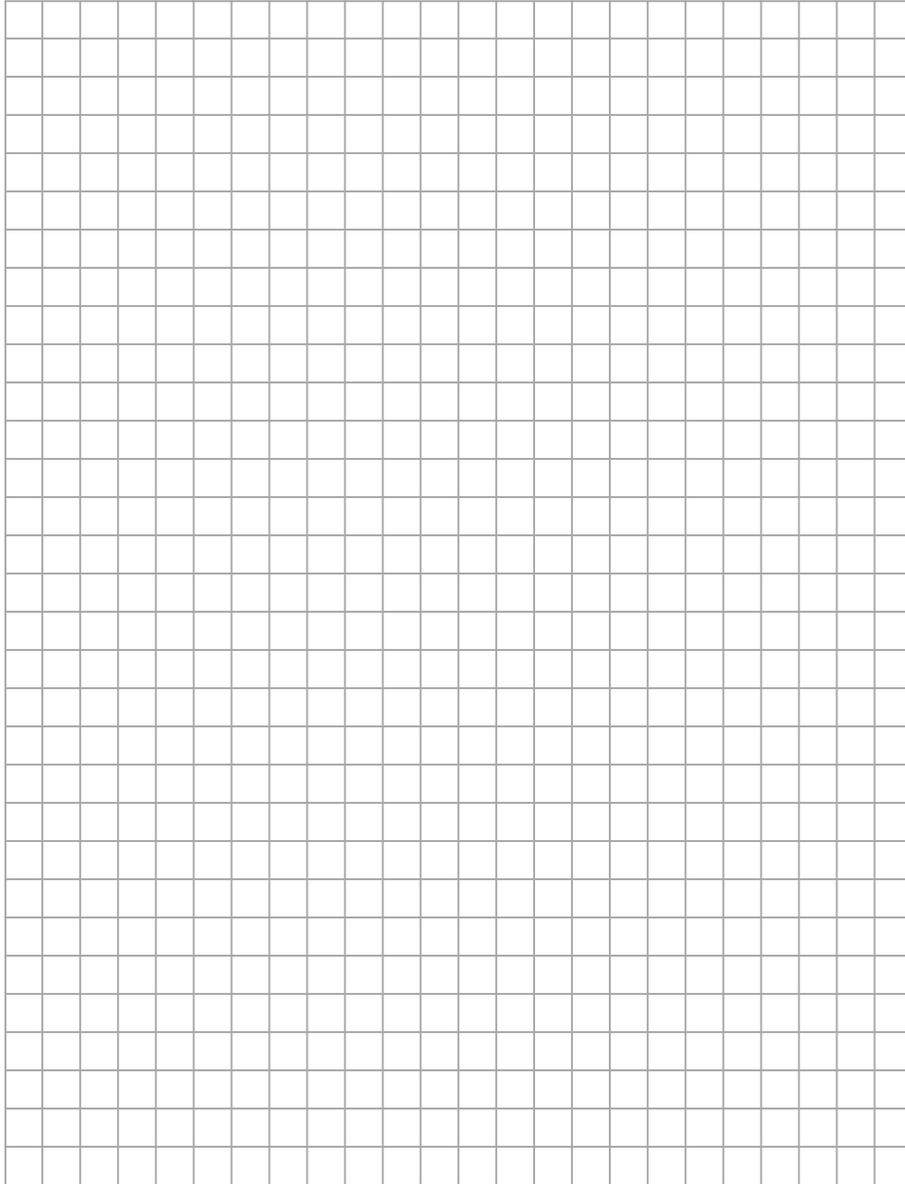
ströme ihre Nominalwerte erreicht haben. Dann wird im Statusregister des IV200 ein Flag (BCF) gesetzt. Dieses meldet dem Bedienteilprozessor, daß die Bildröhre aufgeheizt ist und ein Kathodenstrom fließt. Der Bedienteilprozessor tastet erst dann das Bild hell und unmutet den Ton.

Full-White-Einstellung

Weil nur eine Chassisvariante mit mehreren Bildrohrtypen eingesetzt wird, ist eine Anpassung des maximal zulässigen Strahlstroms abhängig von Bildrohrtyp und Bildformat notwendig. Der maximal zulässige Strahlstrom wird normalerweise durch den Spannungsteiler RL310, RL308 und RL303 eingestellt. Das Teilverhältnis dieses Spannungsteilers kann mit der Full-White-Stufe verändert werden. Der Video-Scanning-Prozessor IR200 liefert am Pin 25 eine Gleichspannung 0,2-4V aus einem busgesteuerten 6-Bit DA-Wandler. Die Gleichspannung wird im RL312/RL314 geteilt und treibt über TL312 den Transistor TL311. Je nach Höhe der Spannung am Ausgang des DAC ändert sich der Strom durch TL311 und so die Spannung über RL303.

Werden 4x3-Röhren im 16x9-Format betrieben wird der Strahlstrom so auf 80% und bei 16x9 im Center-Mode auf 75% des jeweils erlaubten Maximalstromes begrenzt.





CRT-Modul

RGB-Endstufen

Die RGB-Endstufen sind in dem IC IB001 (TDA6108JF) integriert. Dieses IC enthält drei voneinander unabhängige "Hochspannungs"-Verstärker, die direkt die Kathoden der Bildröhre ansteuern können. Die Verstärkung (50) und das Gleichspannungs-Offset der Stufen sind intern festgelegt; die Eingangs- und Gegenkopplungswiderstände und eine Referenzspannungsquelle sind integriert.

Die Eingangssignale der RGB-Endstufen kommen über den Verbinder BB001 vom Video-Scanning-Prozessor IV200 (auf der Signal-Platine).

Die Dioden DB031, DB071 und DB051 sind Schutzdioden, die im Falle eines Spannungsüberschlages in der Bildröhre die anstehenden Überspannungen in die niederohmige Spannungsquelle ableiten und so das Endstufen-IC schützen.

Die drei Kathodenstrominformationen für den automatischen Cut-Off-Regelkreis werden innerhalb des IC's gemessen und zum Signal BLKCURR zusammengefaßt.

Leuchtfleckunterdrückung

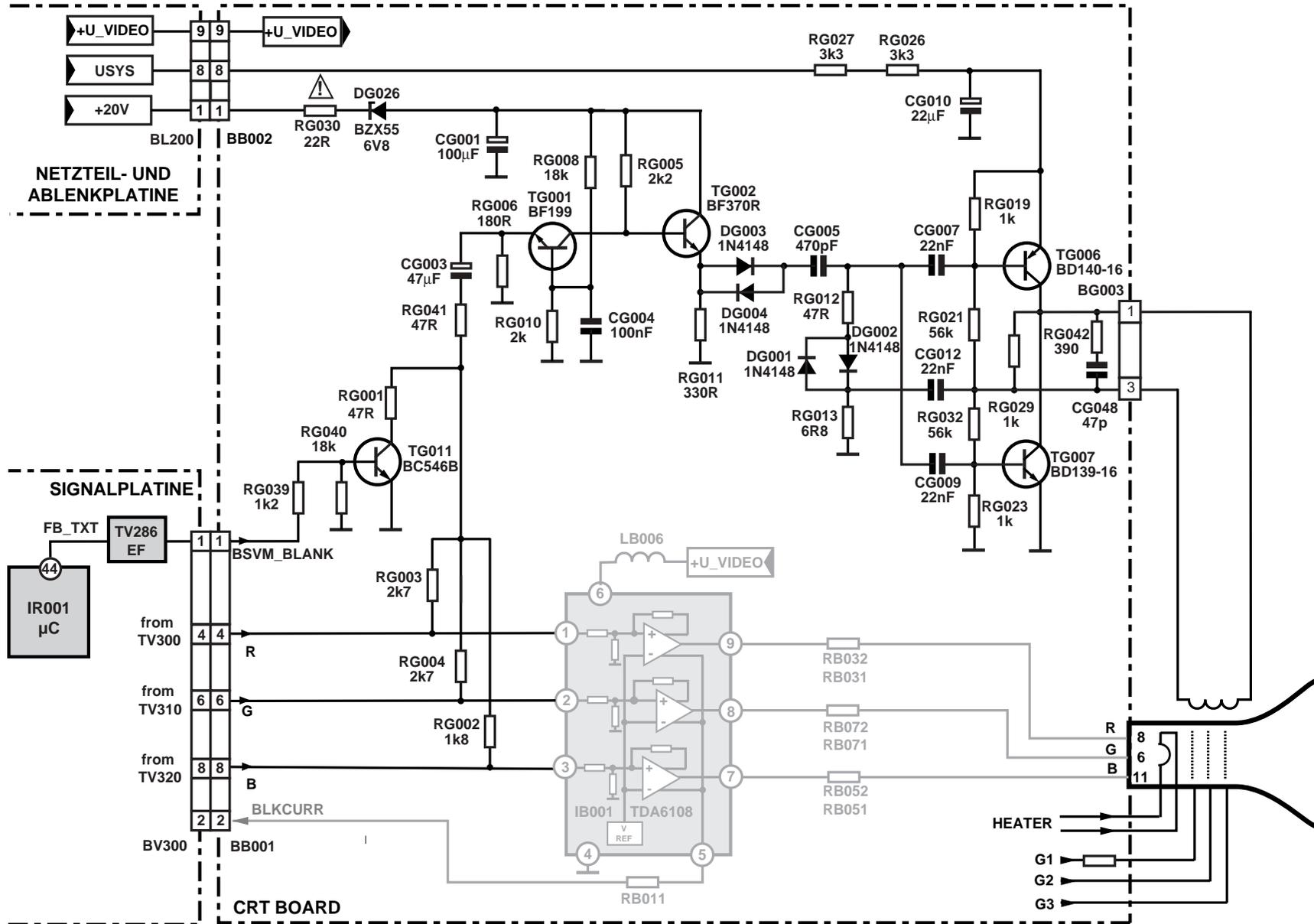
Im normalen Betrieb wird der Kondensator CB003 über RB007 aus der Betriebsspannung der RGB-Endstufen U_VIDEO auf ca. 193V aufgeladen. Diode DB004 ist leitend und legt das Steuergitter G1 auf 0,7V. Wird das Gerät abgeschaltet, sinkt U_VIDEO sehr schnell auf 0V (L-Pegel). DB004 sperrt, weil die 193V fehlen. Die positive Platte von CB003 liegt auf 0V. Da CB004 noch nicht entladen wurde, stehen an der negativen Platte jetzt ca. -193V. Der hochohmige Wehnelt der Bildröhre liegt

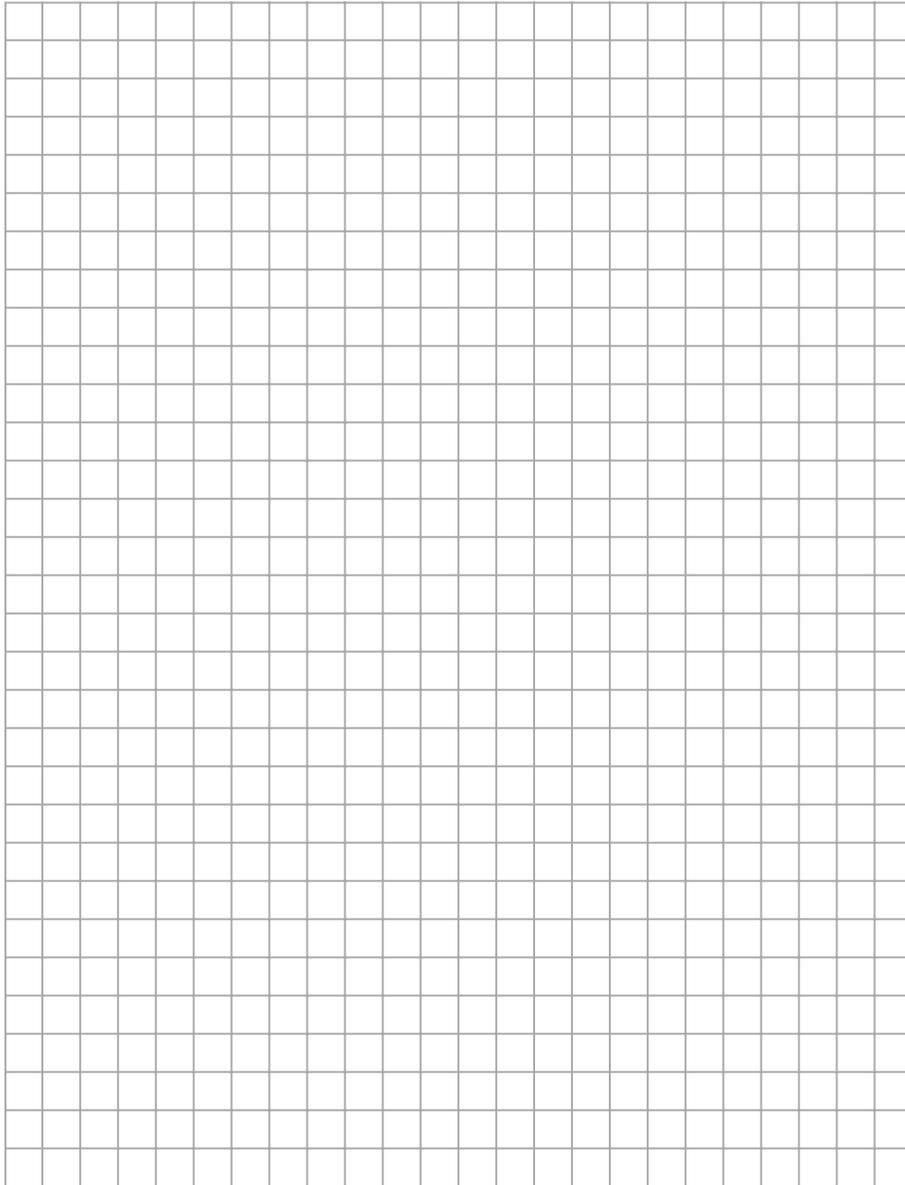
jetzt ebenfalls für ca. 1 Minute auf -193V. Die Bildröhre sperrt sofort, es kann kein Strahlstrom fließen.

G2-Einstellung

Im normalen Betrieb ist der Transistor TB001 immer niederohmig. Die G1-Spannung ist etwa 0,7V (Diode DB004 niederohmig).

Für G2-Einstellung wird TB001 vom Microcontroller IR001 über die Steuerleitung G2_ADJUST gesperrt. Die Spannung am Widerstand RB006 steigt auf etwa 22V. Die G2-Spannung wird nun so eingestellt, daß bei dunkelgetastetem Bild die Rücklaufstreifen gerade unsichtbar werden. Wird die G2-Einstellroutine des Microcontrollers verlassen, schaltet dieser TB001 wieder durch. Die Kathodenspannung für den Schwarzwert jeder Farbe (Kanal) wird auf einen Wert exakt 22V unter dem sichtbaren Rücklaufpegel reduziert.





CRT-Modul mit BSVM

(BSVM=Ablenkgeschwindigkeits-Modulator)
Der Einsatz dieser speziellen Baugruppe ermöglicht es, die horizontale Auflösung, ohne die Nachteile einer Signal-Anspitzung, zu erhöhen. Eine Signal-Anspitzung (Aperture) erzeugt eine Strahlstromanhebung nach dem Kantensprung. Dieser erhöhte Strahlstrom bewirkt natürlich eine Vergrößerung des Leuchtpunktes, was die Auflösung wiederum herabsetzt. Das Resultat ist, daß die durch Signalanspitzung gewonnene zusätzliche Auflösung teilweise durch die Bildröhre in der Wirkung aufgehoben wird.

Das Prinzip der Ablenkgeschwindigkeits-Modulation ist, die Ablenkgeschwindigkeit während der ersten Hälfte des Weiß-Schwarz-Übergangs im Video-Signal zu erhöhen und während der zweiten zu verringern. Da die Helligkeit im umgekehrten Verhältnis zur Ablenkgeschwindigkeit steht, erscheint der dunkle Teil des Schwarz/ Weiß- Sprungs dunkler und der helle heller. Der Schärfeeindruck erhöht sich. Der Strahlstrom wird nicht beeinflußt. Man kann es sich so vorstellen, daß die Strahlenergie auf einen kleineren Leuchtpunktbereich komprimiert wird. Das Resultat ist eine höhere Helligkeit ohne Defokussierung.

Funktionsprinzip

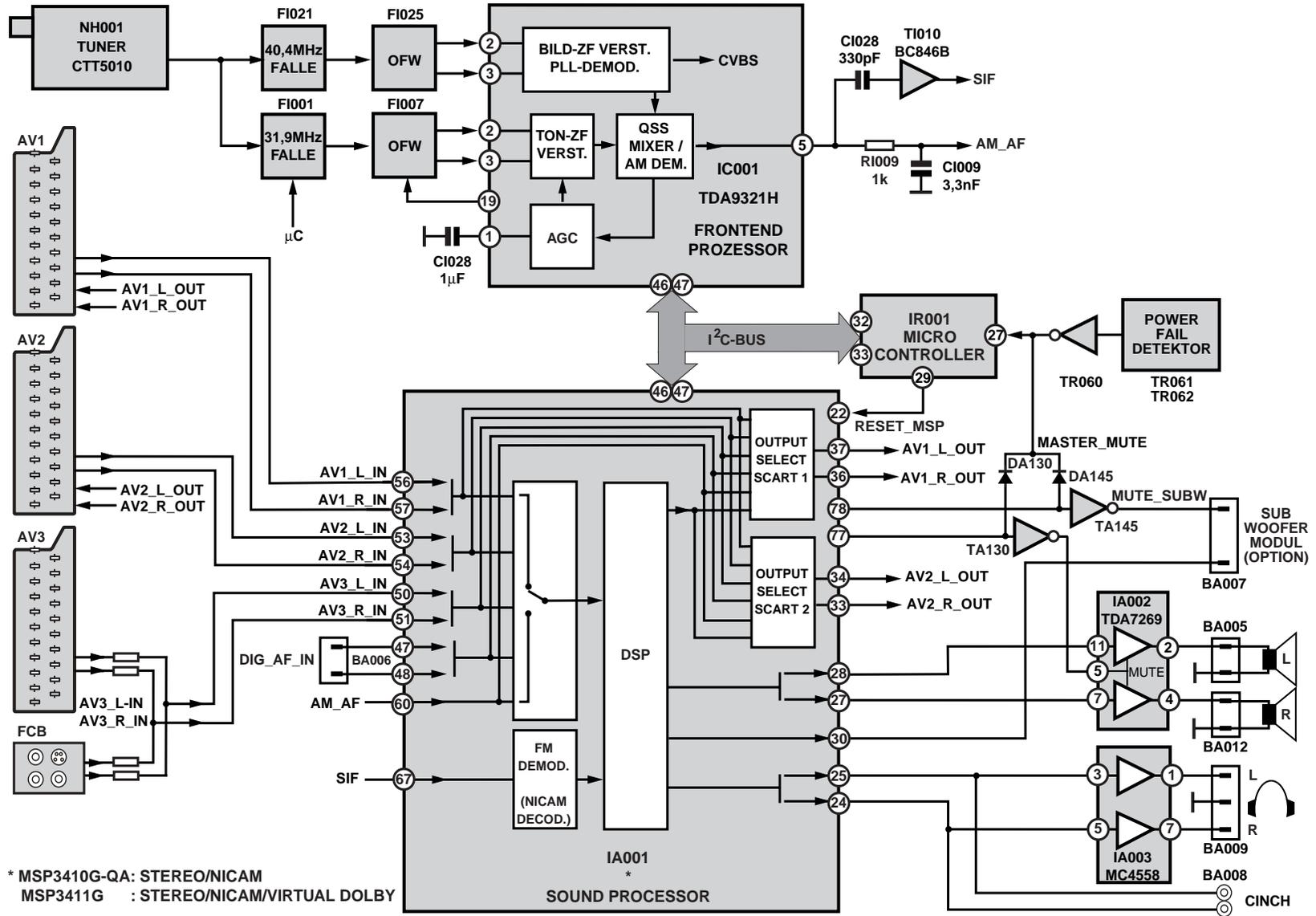
Mit einem Differenzglied werden Kantensprünge im Videosignal kontrastabhängig bewertet ausgesiebt. Dieses Signal wird verstärkt und lenkt den Strahl zusätzlich zur normalen Horizontalablenkung ab. Diese zusätzliche Ablenkung kann in der Bildmitte bis zu +/- 1, 5 mm betragen. Der Strahl wird also von der Summe zweier

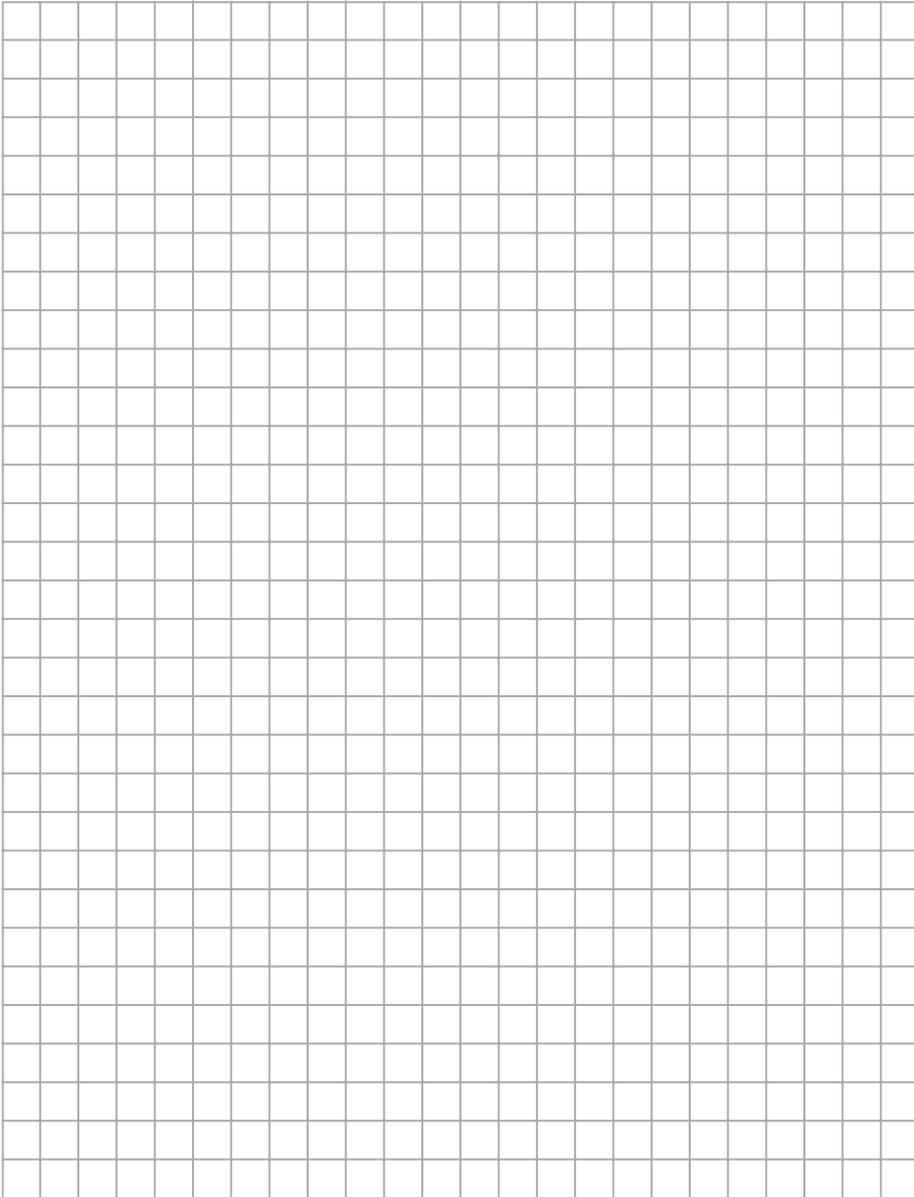
Ströme abgelenkt. Wenn der Modulator aktiv ist, ist die Ablenkgeschwindigkeit abhängig vom Videosignalinhalt. Die Helligkeit des Leuchtpunktes ist von zwei Faktoren abhängig:

- der Höhe des Strahlstromes
- der Ablenkgeschwindigkeit.

Schaltungsbeschreibung

Hinter dem Koppelkondensator CG003 steht ein durch Addition der RGB- Signale aus dem Videoteil entstandenes Y- Signal. Dieses Y-Signal wird mit Transistor TG001 vorverstärkt. TG02 ist ein Emitterfolger und erzeugt die niedrige Impedanz, die für die Differenzierung des Signals mit CG005, RG012 und RG013 benötigt wird. DG003 und DG004 begrenzen zu hohe Kontrastsprünge. Die folgende Stufe mit TG006 und TG007 ist eine Push- Pull Endstufe. Die Hilfsspule zur Einkopplung der BSVM-Information in die Ablenkung ist als Folienspule um den Hals der Bildröhre ausgelegt. Das Dämpfungsglied RG029/RG042/ CG048 verhindert ein ‚Nachklingeln‘ der Hilfsspule. Da die BSVM-Funktion bei Texteinblendungen keine Vorteile bringt, wird mit dem Steuersignal BSVM_BLANK des Bedienteilprozessors das BSVM-Eingangssignal abgeschaltet.





Audio-Signalverarbeitung

Kern der Audio-Signalverarbeitung ist der Multisoundprozessor MSP3410G oder MSP3411G. Diese Prozessortypen arbeiten voll digital und benötigen an externer Beschaltung im Wesentlichen nur einen 18.432MHz Quarz. Der MSP verarbeitet alle FM (außer M), Stereo- und Monosignale und NICAM. Der MSP3411G kann aus einem (4-Kanal-) Dolby Surround Prologic ein Virtual Dolby Signal generieren.

Ein On-Chip Eingangsquellenschalter wählt zwischen den demodulierten FM-ZF-Signalen, dem AM- NF-Signal vom AM-ZF-Teil oder der NF von SCART-Interface.

Die ZF-Signale gehen ohne vorherige Filterung direkt zum Prozessor. Sie werden demoduliert und verstärkt. Eine Höhen- und Tiefeneinstellung für alle Signale kann in 1dB-Schritten von -12dB bis +12db vorgenommen werden. Die Lautsprecher-Lautstärke kann in 106 1dB-Stufen eingestellt werden. Die Kopfhörer-Lautstärke ist getrennt einstellbar. Für die SCART-, FM- und NICAM-Eingänge können Lautstärkeunterschiede der Signalquellen durch Lautstärkevoreinsteller ausgeglichen werden. Effekte wie Stereo-Basisbreitenvergrößerung und Pseudostereo sind zuschaltbar (Option).

Die Audio-Endstufenverstärker (IA002) mit 2x10W und die Kopfhörerverstärker befinden sich auf der Signal-Platine. Ein optionaler Subwoofer wird aus einem separaten Subwoofer-Verstärker-Modul (1x16W) angesteuert.

Die Stummschaltung kann mit drei Schaltspannungen vorgenommen werden:

- MASTER_MUTE kommt entweder über den Busexpander IR006 vom Bedienteil-Prozessor oder von der Power-Fail-Stufe und mutet alle Verstärker.
- das Mute-Signal am Pin 77 des IA001 mutet nur die internen Lautsprecher
- MUTE_SUBW schaltet nur den Subwoofer stumm

Herausgeber:
THOMSON multimedia
Technical Training
Karl-Wiechert-Allee 74
30625 Hannover

Alle Rechte, insbesondere das Recht der Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten. Kein Teil dieser Publikation darf ohne Genehmigung des Herausgebers reproduziert oder unter Verwendung elektronischer Systeme verarbeitet, vervielfältigt oder verbreitet werden.

Änderungen vorbehalten !

1. Auflage (September 2000)

© 2000 Copyright by THOMSON multimedia