

INTEGRATED CIRCUITS
CONSUMER
TYPES

CIRCUITS INTEGRES
BIENS DE
CONSOMMATION

DIVISION SEMICONDUCTEURS

SUPPLEMENT 1981

Achevé d'imprimer le 30 mars 1981
par l'imprimerie GIROTYPO - 92220 Bagneux - France

Dépôt légal 2^e trimestre 1981

© THOMSON-CSF, Division Semiconducteurs

These specifications or references are only given for information, without any guarantee as regards either mistakes or omissions. Their publication does not involve that the matter be free of any right of industrial property and does not grant any license of anyone of these rights, THOMSON-CSF, Semiconductors Division refusing all responsibility concerning their use whatever the purpose or appliance. Any copy, reprinting or translation of these specifications, entirely or partially without the assent and the written agreement of THOMSON-CSF, Semiconductors Division is forbidden, according to the law of March 11, 1957, relating to the copyright.

© THOMSON-CSF, Division Semiconducteurs

Ces informations sont données à titre indicatif et sans garantie quant aux erreurs ou omissions. Leur publication n'implique pas que la matière exposée soit libre de tout droit de propriété industrielle et ne confère aucune licence d'un quelconque de ces droits, THOMSON-CSF, Division Semiconducteurs n'assumant en outre aucune responsabilité quant aux conséquences de leur utilisation à quelques fins que ce soit. Toute copie, reproduction ou traduction de ces informations, intégralement ou partiellement, sans le consentement et l'accord écrit de THOMSON-CSF, Division Semiconducteurs, est interdite conformément aux dispositions de la loi du 11 Mars 1957.

INDEX

	Page
TEA1020 SP	3
TEA2015 A	17
TDA1170 S, SH	33
TDA2593	47
TEA1034	59
TDA2541	69
TDA2542	75
TEA1029	79
TEA1030 B	89
TDA3510	97
TDA3300 B	103
TEA1040	111
TEA1035	119
UAA4000	129
TEA1001 SP	133
UAA4001 DP	139
TDA1102 SP	145
TDA1103 SP	159
TEA1022 SP	171
TDA2003 V, H	181
TDA2006 V, H	191
TDA2030 V, H	205
Boîtiers — Packages	219
Réseaux commerciaux Sales representative	223

LIBRARY BIBLIOTHÈQUE

CATALOGS *CATALOGUES*

- Professional integrated circuits - 1978 (Bil. E.F.)
Circuits intégrés professionnels - 1978
Consumer types integrated circuits - 1978-1979 (Bil. E.F.)
Circuits intégrés bien de consommation - 1978-1979
Power transistors - 1981 (Bil. E.F.)
Transistors de puissance - 1981

MANUALS *MANUELS*

- Le transistor de puissance dans son environnement (F)
Power transistor in its environment (E)
Handbuch Schalttransistoren (D)

TECHNICAL INFORMATION *INFORMATION TECHNIQUE*

- Transistorized chopper for 300 A output current (E)
Concept for improved low cost flyback converter (E)
High voltage transistors chopping the 380/420 mains (E)
Fast switching with power transistors (E)
Transistor or thyristor (E)
Transistor ou thyristor (F)
600 A transistor chopper (E)
Which is the best switch (E)
New developments in asymmetrical power thyristor (E)
Nouveaux développements du transistor de puissance asymétrique (F)

(Bil. E.F.) = (Bilingue English/Français)
E = English — F = Français — D = Deutsch

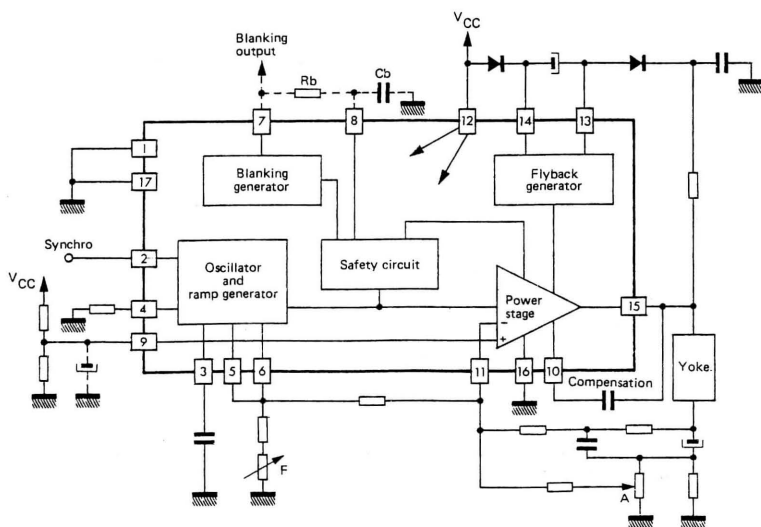
VERTICAL SWEEP FOR LARGE SCREEN COLOR T.V SETS

PRELIMINARY DATA

The TEA 1020 SP is a complete vertical sweep system designed for TV sets. It includes a fly-back generator, a triggerable ramp generator, a power amplifier, a blanking-pulse generator and safety systems.

Its large output transistors and special "Power-in-line" case make it able to work without any external power stage and give it a good reliability.

BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Direct supply voltage	V_{CC}	35	V
Flyback peak voltage	V_{FB}	65	V
Output current (repetitive)	I_O	$\pm 2,5$	A
Output current (non repetitive)	I_O	$\pm 3,5$	A
Storage and junction temperature	$T_j - T_{stg}$	$-40 + +150$	$^{\circ}C$
Current at pin 13			
non repetitive	I_{FB}	± 3	A
repetitive *	I_{FB}	± 2	A

* $t \leq 1 \text{ ms}$ for $t_o = 20 \text{ ms}$

80 - 41 1/14

FUNCTIONAL DESCRIPTION

This integrated circuit, specially intended for large screen color T.V. sets, includes the following built in units :

Oscillator

It provides a linear positive going ramp voltage. The amplitude keeps proportional to V_{CC} . The free running frequency is fixed by external components : one capacitor and one resistor. The frequency drift versus V_{CC} or temperature is very low.

Synchronization

The synchro stage is gated in order to allow input pulse action only during the last fourth of free running period.

Blanking

During normal operation the circuit provides a positive blanking pulse of 12.6 Volts amplitude. The duration is slightly adjustable around 1.3 ms, depending on the value of an external resistor (pin 4). The blanking output provides two extra functions :

- When connecting pin 3 to ground there is no sweep and a permanent 12.6 V voltage is provided at blanking output (pin 7), allowing cut-off adjustment of picture tube.
- When there is no fly-back pulse, due to an external circuit failure, the permanent 12.6 V voltage is also present at pin 7, to prevent picture tube damage.

Power amplifier

The output stage is a complete power amplifier with high current capability, allowing direct driving of deflection coils. It includes thermal protection.

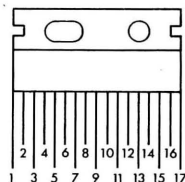
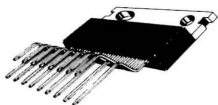
Fly-back generator

During the retrace time the output voltage is permitted to reach $2 \times V_{CC}$, due to a built in system (fly-back generator) and few external components.

But, the circuit can be used without fly-back generator.

PIN CONFIGURATION

Case : CB-215

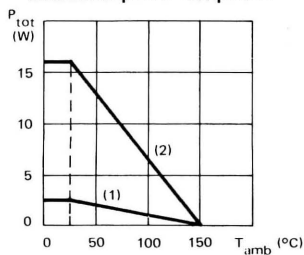


1, 17	Substrat	9	Power amplifier + input
2	Synchronization	10	Compensation
3	Oscillator capacitor	11	Power amplifier – input
4	Reference current	12	+V _{CC}
5	Oscillator output	13	Fly-back
6	Frequency adjustment	14	Power stage supply voltage
7	Blanking output	15	Output
8	Safety blanking input	16	Power ground

THERMAL CHARACTERISTICS

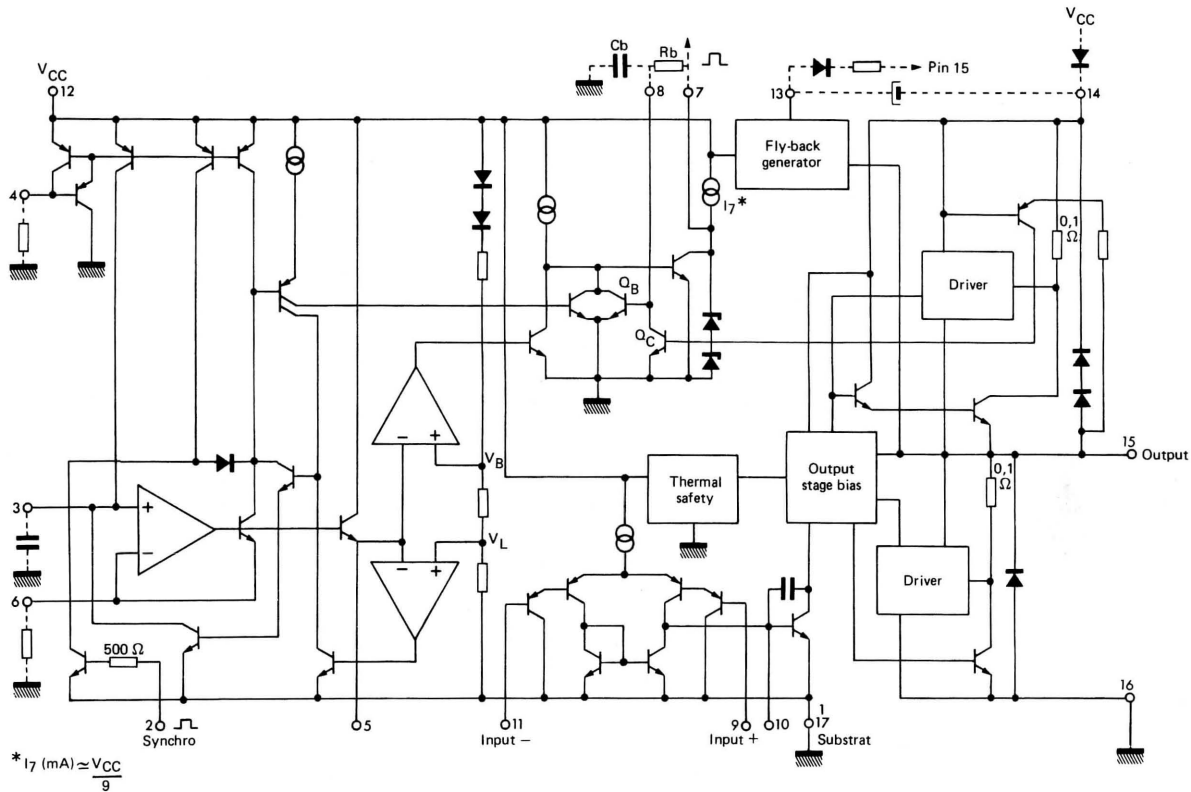
Junction-ambient thermal resistance	$R_{th(j-a)}$	35	°C/W
Junction-case thermal resistance	$R_{th(j-c)}$	3	°C/W

Maximum power dissipation



- (1) Without heatsink
(2) With heatsink 5°C/W

SCHEMATIC DIAGRAM

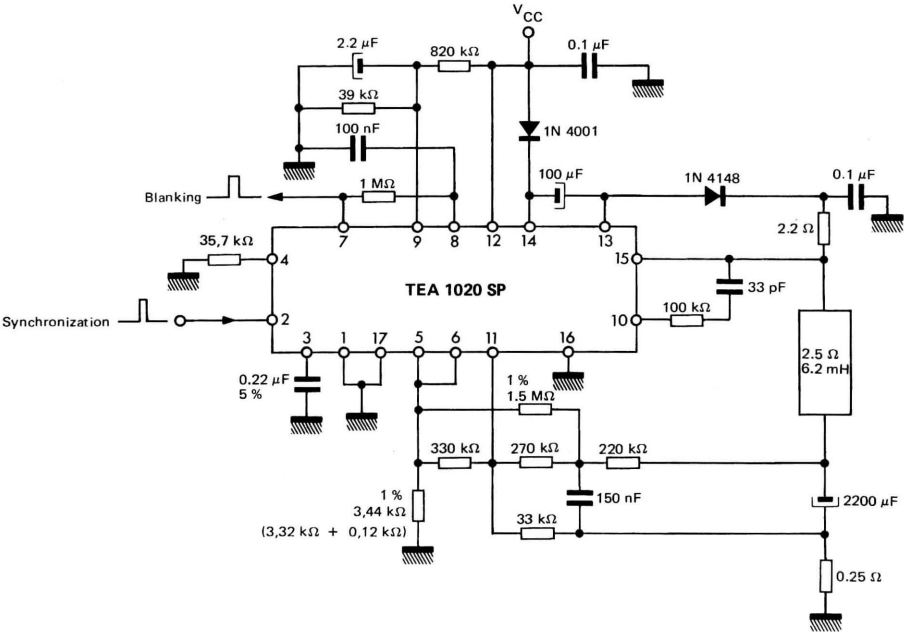


GENERAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS (refer to the test circuit) $V_{CC} = 18\text{ V}$, $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$

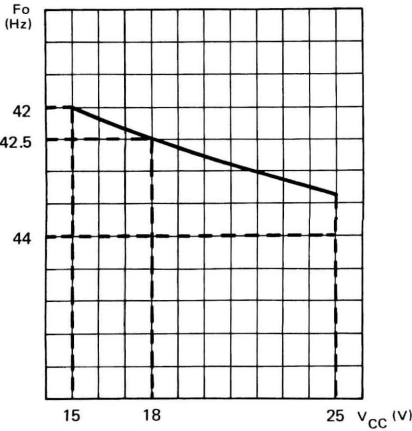
PARAMETERS	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Supply current without load (P12 and P14)	$I_{12} + I_{14}$		25	50		mA
Triggering time (pull-in range)	$t_o = 23.5\text{ ms}$		5.8			ms
Free period time	$C_o = 0.22\text{ }\mu\text{F}$ $R_4 = 35.7\text{ k}\Omega\text{ }1\%$ $R_{5-6} = 3.5\text{ k}\Omega$		23.5			ms
Pin 5 peak to peak oscillator saw-tooth voltage	$C_o = 0.22\text{ }\mu\text{F}$ $R_4 = 35.7\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 20\text{ V}$		$V_{CC}/3$			V
Blanking pulse time	$C_o = 0.22\text{ }\mu\text{F}$ $R_4 = 35.7\text{ k}\Omega$		1.4	1.5	1.6	ms
Pin 7 blanking pulse amplitude			12.6			V
Blanking available Pin 7 current*			150			μA
Blanking time drift versus temperature $\frac{dt}{dT_j}$			1			$\mu\text{s}/^{\circ}\text{C}$
Pin 5 maximum output current			10			mA
Amplifier input bias current	$I_9 - I_{11}$		100			nA
Synchronization Pin 2 input current input impedance maximum voltage			1 0.5 1.5			μA $\text{k}\Omega$ V
Oscillator frequency drift versus supply voltage $\frac{dF}{dV_{CC}}$	$V_{CC} = 15 - 25\text{ V}$		0.1			Hz/V
Oscillator frequency drift versus temperature $\frac{dF}{dT_{case}}$			0.003			Hz/ $^{\circ}\text{C}$
Thermal protection			140			$^{\circ}\text{C}$

* : To get an upper blanking current, put an external resistor from 7 to V_{CC}
The pin 7 capability of switching an external current to ground is 4 mA

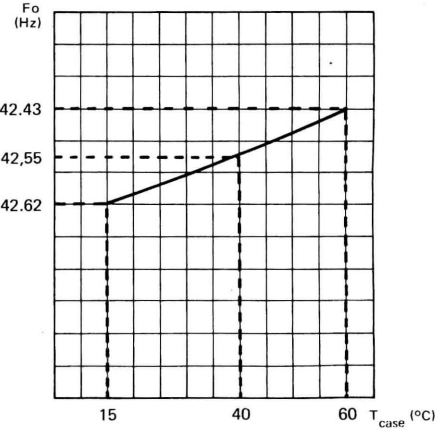
DYNAMIC TEST CIRCUIT



FREQUENCY VARIATION OF UNSYNCHRONIZED OSCILLATOR VERSUS SUPPLY VOLTAGE

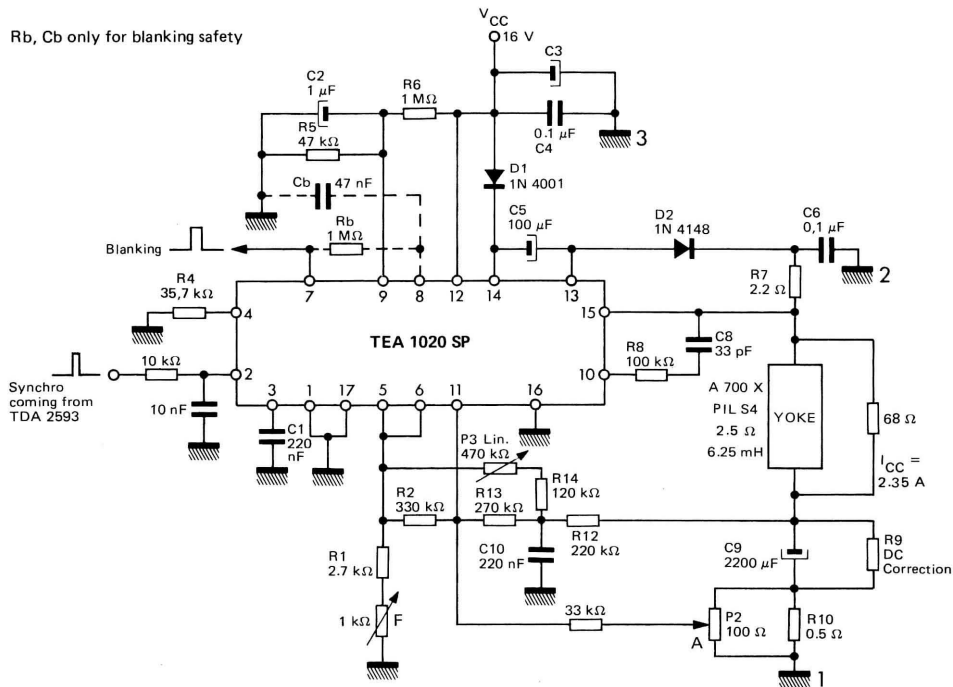


FREQUENCY VARIATION OF UNSYNCHRONIZED OSCILLATOR VERSUS TEMPERATURE



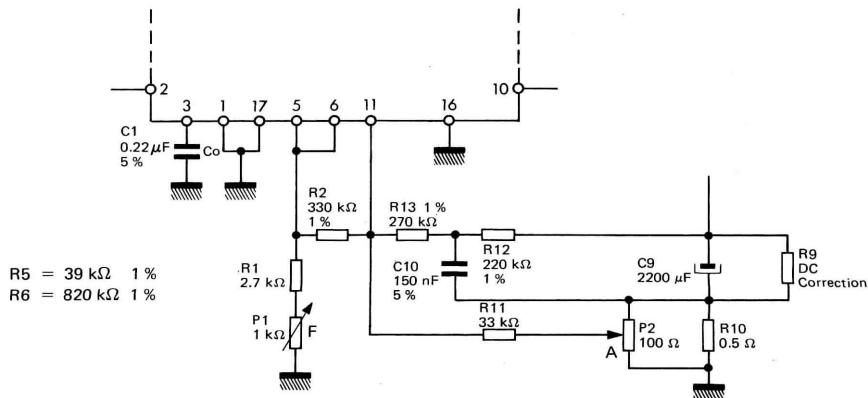
TYPICAL APPLICATION CIRCUIT FOR 110° COLOR TV SETS USING 110° PIL S4 TUBE

Rb, Cb only for blanking safety



If necessary connect a capacitor 1000 pF between pins 9 and 11 to reject line influence.

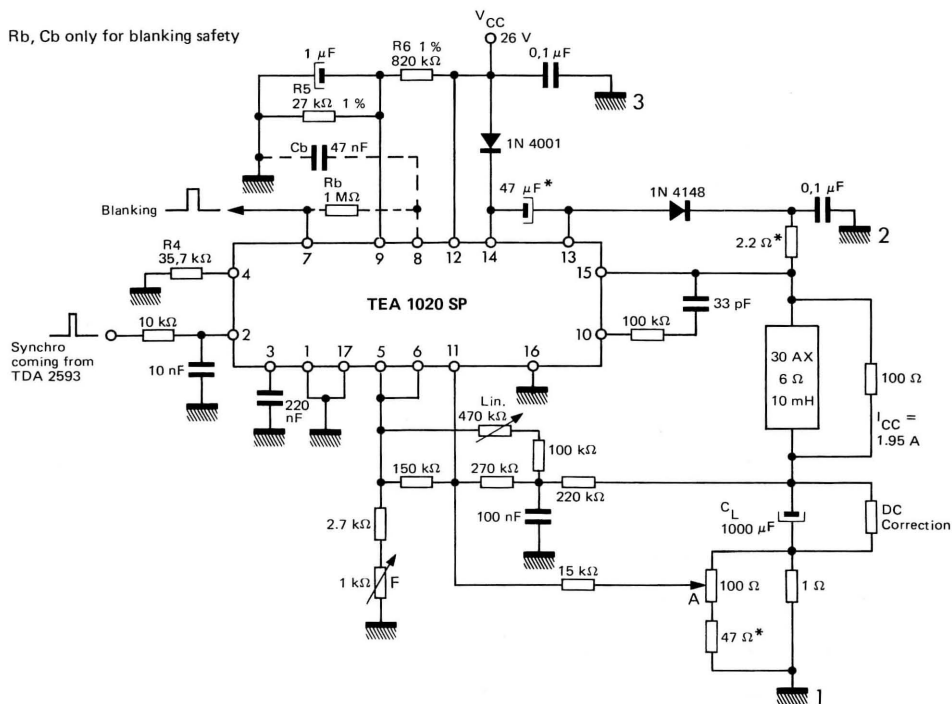
With no linearity adjustment



ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR DEFLECTION CIRCUIT WITH VIDEOCOLOR PIL S4 TUBE

PARAMETERS	SYMBOLS	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
YOKE FEATURES PIL S4							
Resistance	Rd			2.5	3.1		Ω
Inductance	Ld			6.25			mH
Peak to peak yoke current	I _{CC}			2.35	2.6		A
Supply voltage	V _{CC}			15	16	20	V
Fly-back time		V _{CC} = 15 V		1.2			ms
Power dissipation in the IC	P _D	V _{CC} = 15 V		3.6			W
	P _D	V _{CC} = 20 V		5.5			W
Pin 13 operating peak current in fly-back generator				±1.3			A
Non repetitive (accidental) maximum peak current in fly-back		t _i = 1 ms t _o = 20 ms			±2.2		A
Pin 15 non repetitive (accidental) maximum peak output current					±3		A
Fly-back voltage				32	40		V
Pins 5 and 6 oscillator saw-tooth amplitude		V _{CC} = 15 V		5			V
Pin 7 blanking time		V _{CC} = 15 V		1,25			ms
Junction temperature with heatsink of R _{th} = 10°C/W	T _j	V _{CC} = 15 V T _{amb} = 30°C		80			°C

TYPICAL APPLICATION CIRCUIT FOR 110° COLOR TV SETS USING 110° 30 AX TUBE



For safe working it is important to respect the marked value *

If necessary connect a capacitor 1000 pF between pins 9 and 11 to reject line influence.

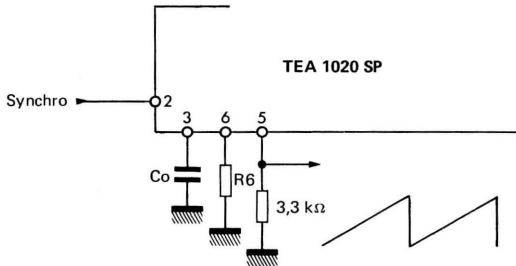
ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR DEFLECTION CIRCUIT WITH 30 AX TUBE

PARAMETERS	SYMBOLS	TEST CONDITIONS		MIN.	MAX.	TYP.	UNITS
YOKE FEATURES 30 AX							
Resistance	R_d			6	7.6		Ω
Inductance	L_d			10			mH
Peak to peak yoke current	I_{CC}			2	2.2		A
Supply voltage	V_{CC}			25	26	29	V
Fly-back time		$V_{CC} = 26 \text{ V}$				1	ms
Power dissipation in the IC	P_D	$V_{CC} = 26 \text{ V}$				5	W
	P_D	$V_{CC} = 29 \text{ V}$				6	W
Pin 13 operating peak current in fly-back generator						± 1.1	A
Non repetitive (accidental) maximum peak current in fly-back		$t = 1 \text{ ms}$ $t_o = 20 \text{ ms}$				2	A
Pin 15 non repetitive (accidental) maximum peak output current						2	A
Fly-back voltage						52 60	V
Pins 5 and 6 oscillator saw-tooth amplitude		$V_{CC} = 26 \text{ V}$				8	V
Pin 7 blanking time		$V_{CC} = 26 \text{ V}$				1,25	ms
Junction temperature with heatsink of $R_{th} = 10^\circ\text{C/W}$	T_j	$V_{CC} = 26 \text{ V}$ $T_{amb} = 30^\circ\text{C}$				95	$^\circ\text{C}$

APPLICATION INFORMATION

Low impedance oscillator saw-tooth output

Pin 5



No effect of the load on the free frequency

The values of R6 becomes then twice the value of R5-6 in the normal application

$$C_o = 0,22 \mu F \quad R_6 = 7 \text{ k}\Omega \quad t_o = 23,5 \text{ ms}$$

(R6 can be in series with a potentiometer to adjust the frequency)

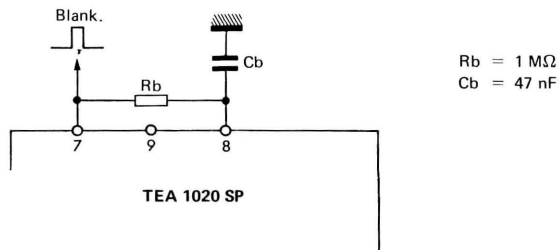
Blanking time

Can be adjusted by the value of R4.

$$R_4 = 30,1 \text{ k}\Omega \quad C_o = 0,22 \mu F \quad t_{\text{blank.}} = 1,25 \text{ ms}$$

Blanking safety

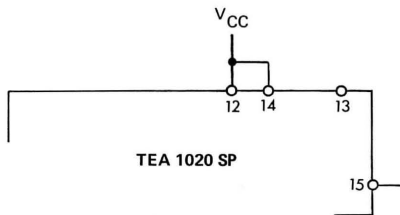
When there is no sweep, blanking is switched "ON" automatically if Rb and Cb are connected.



TEA 1020 SP

Application without fly-back generator

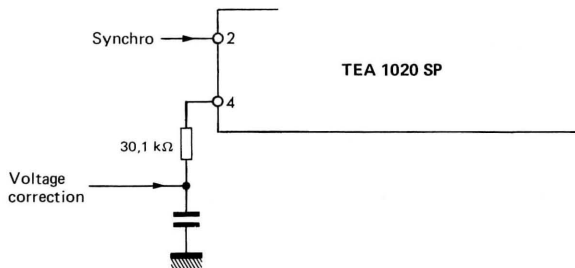
For example : 20 AX yoke



Automatic format correction

The saw-tooth amplitude is proportional to V_{CC} so that the format is made automatically when the supply voltage is given by the horizontal transformer. In an other case two other possibilities.

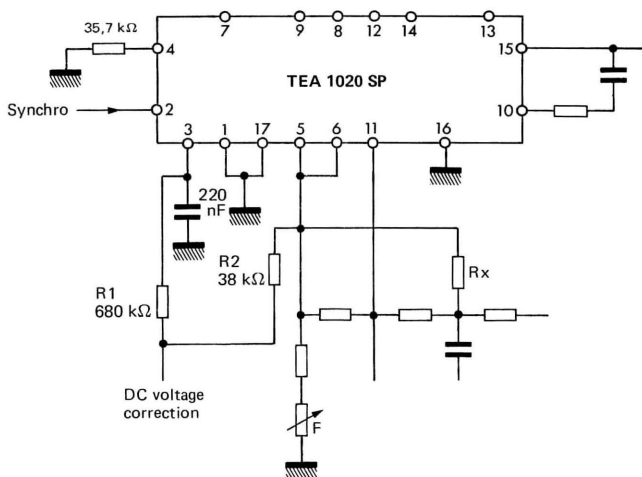
a — When the voltage correction coming from the beam current increase and the amplitude must decrease.



Format correction	5 %
V_{CC}	20 V
Voltage correction	0 - 1 V
No effect on the free frequency	

In this case if the amplitude decreases of 5% the blanking time increases of 5%.

b — When the voltage correction decreases and the amplitude must decrease

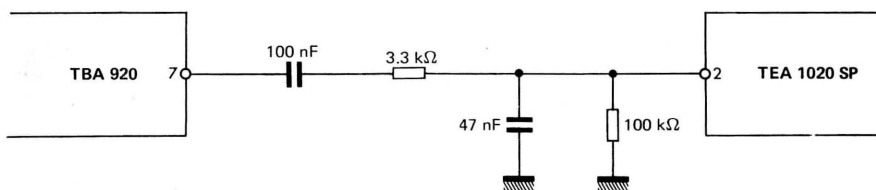


Rx must be adjusted to compensate the parabolic effect of R1 if there is no linearity adjustment.

Format correction	5 %
DC voltage correction	2 V — 0
V _{CC}	20 V

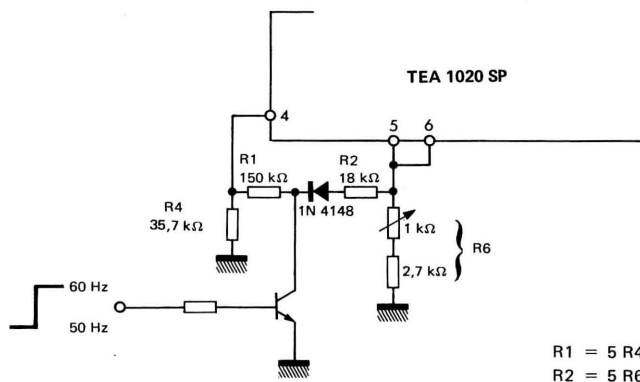
- no effect on free frequency
- Blanking time variation $\leq 3\%$

Synchronization network for synchro coming from TBA 920 Pin 7

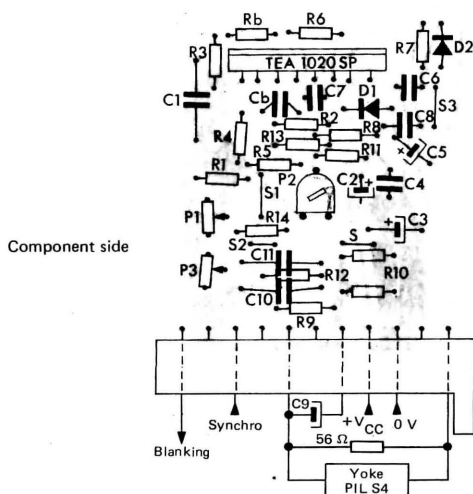


TEA 1020 SP

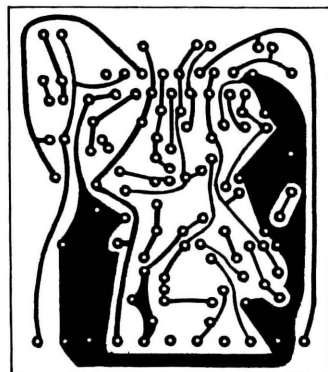
Automatic standard switching with constant amplitude (50 Hz - 60 Hz)



Printed circuit board layout information referred to the application diagram 110° S4 tube



Copper side



- Each power ground 1, 2, 3 (refer to the application diagram 110° S4 tube) must be connected to the —supply (pin 16) with a minimum copper resistance.
Other grounds (oscillator and outputs) must be well decoupled from the power ground and connected to the —supply.
- Copper connections to pins 11 and 9 as short as possible to reject the line influence

PRELIMINARY DATA

The TEA2015 A is a complete vertical sweep system designed for TV sets. It includes a fly-back generator, a triggerable ramp generator, a power amplifier, a blanking-pulse generator and safety systems.

Its large output transistors and special "single in-line" case make it able to work without any external power stage and give it a good reliability, it is protected against thermal over load and short-circuit.

PACKAGE CB-230



$$R_{th(j-c)} = 7^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{th(j-a)} = 50^{\circ}\text{C/W}$$

MAIN FEATURES

$$V_{CC \text{ max.}} \quad 30 \text{ V}$$

$$60 \text{ V (Flyback)}$$

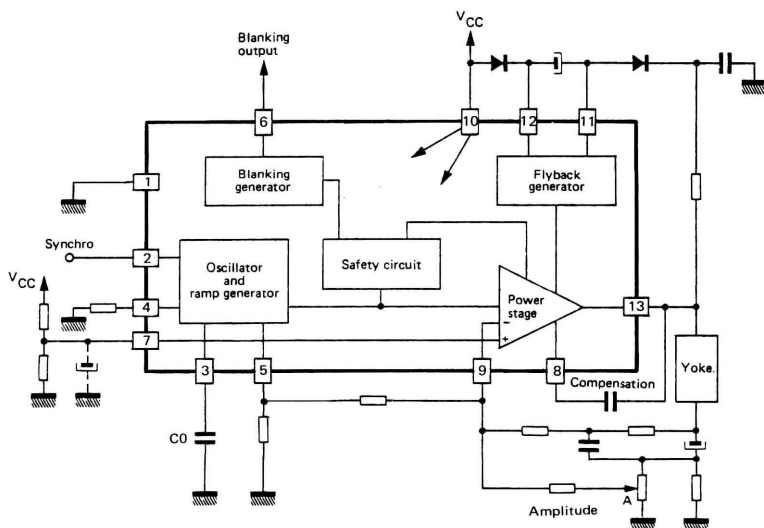
$$I_{OUT} \quad \pm 1 \text{ A}$$

No frequency adjustment

Linearity adjustment possible to suppress

Frequency and linearity adjustments may be suppressed for standard operation

BLOCK DIAGRAM



FUNCTIONAL DESCRIPTION

This integrated circuit, specially intended for 90° color TV sets, includes the following built in units :

Oscillator

It provides a linear positive going ramp voltage. The amplitude keeps proportional to V_{CC} . The free running frequency is fixed by external components : one capacitor and one resistor. The frequency drift versus V_{CC} or temperature is very low.

Synchronization

The synchro stage is gated in order to allow input pulse action only during the last fourth of free running period.

Blanking

During normal operation the circuit provides a positive blanking pulse of 12.6 Volts amplitude. The duration is slightly adjustable around 1.3 ms, depending on the value of an external resistor (pin 4).

Power amplifier

The output stage is a complete power amplifier with high current capability, allowing direct driving of deflection coils. It includes thermal and short circuit protection.

Fly-back generator

During the retrace time the output voltage is permitted to reach $2 \times V_{CC}$, due to a built in system (fly-back generator) and few external components.
But, the circuit can be used without fly-back generator.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Direct supply voltage	V_{CC}	35	V
Flyback peak voltage	V_{FB}	65	V
Output current (repetitive)	I_O	± 2	A
Output current (non repetitive)	I_O	$\pm 2,5$	A
Storage and junction temperature	$T_j - T_{stg}$	$-40 \rightarrow +150$	°C
Current at pin 13			
non repetitive	I_{FB}	$\pm 2,5$	A
repetitive *	I_{FB}	± 2	A

* $t \leq 1$ ms for $t_O = 20$ ms

PIN CONFIGURATION

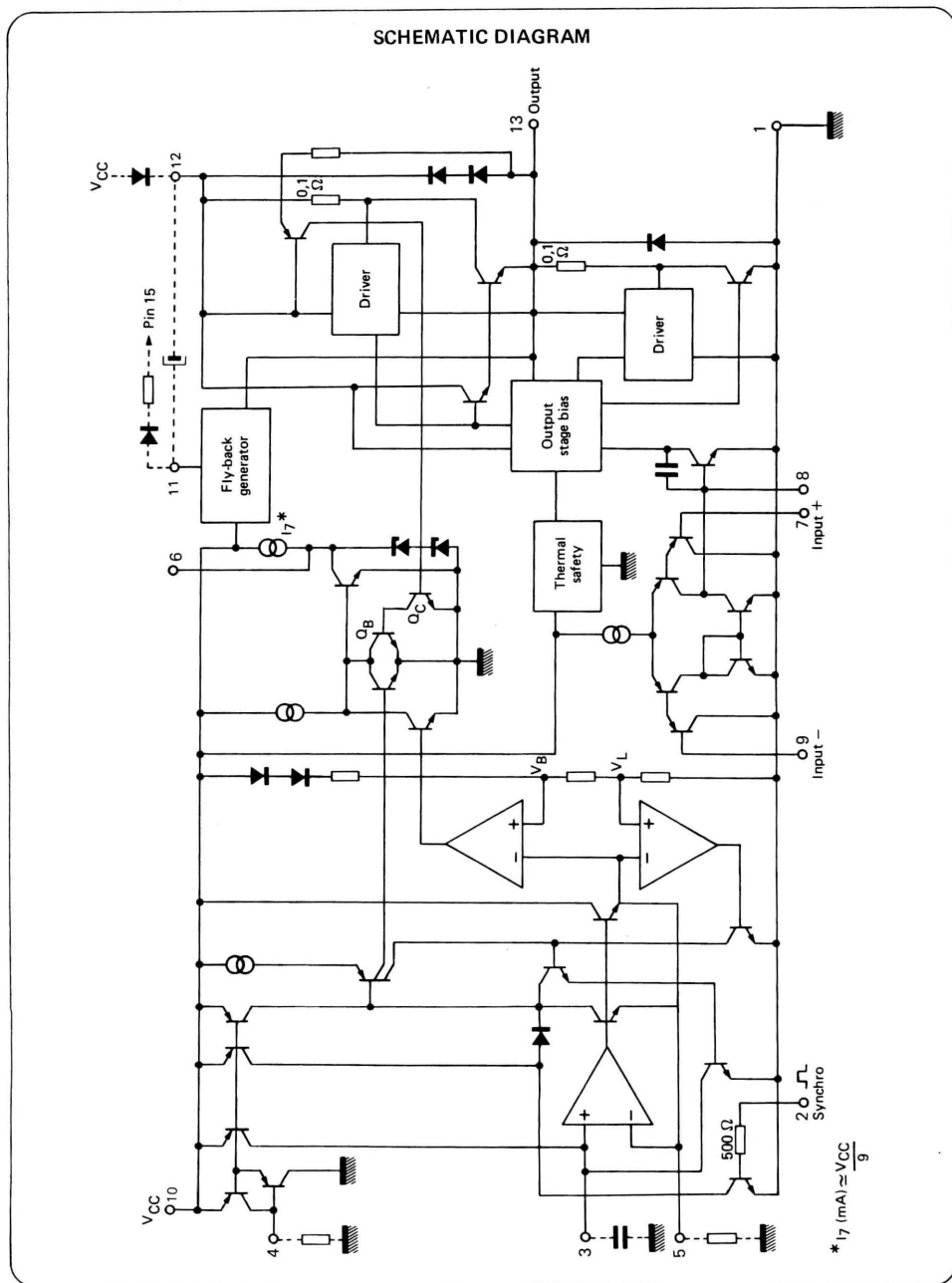
PACKAGE CB-230



1	Substrate	7	Power amplifier + input
2	Synchronization	8	Compensation
3	Oscillator capacitor	9	Power amplifier - input
4	Reference current	10	+V _{CC}
5	Oscillator output and F. adjustment	11	Flyback generator
6	Blanking output	12	V _{CC} power stage
		13	Output

THERMAL CHARACTERISTICS

Junction-ambient thermal resistance	R _{th(j-a)}	50	°C/W
Junction-case thermal resistance	R _{th(j-c)}	7	°C/W

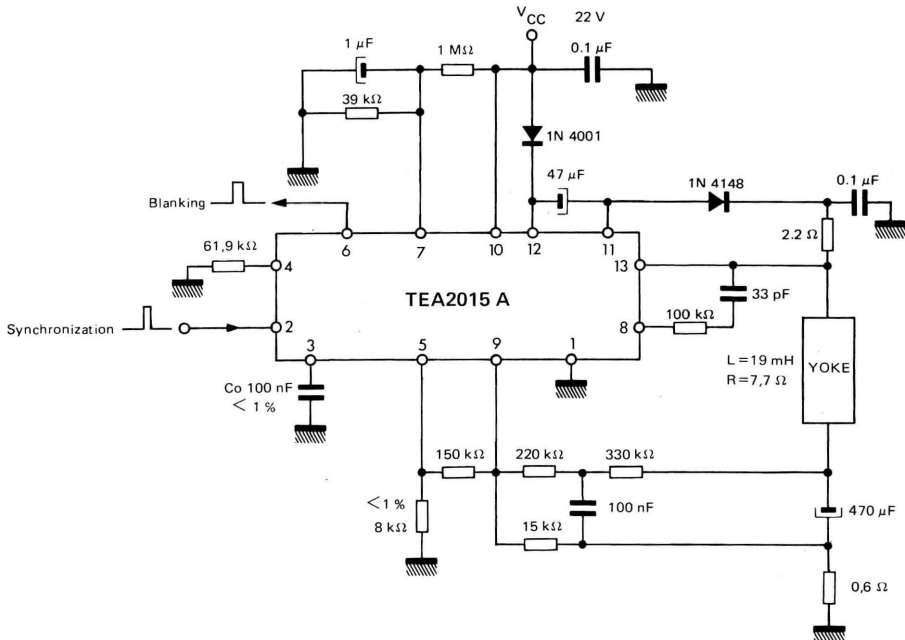


GENERAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS (refer to the test circuit) $V_{CC} = 22\text{ V}$, $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$

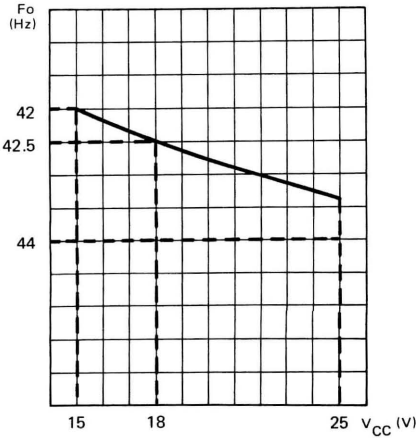
PARAMETERS	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Supply current without load (P10 and P12)	$I(10) + I(12)$		25	50		mA
Triggering time (pull-in-range)	$t_o = 23.5\text{ ms}$		5.8			ms
Free period time	$C_o = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ $R4 = 61,9\text{ k}\Omega$ $R5 = 8\text{ k}\Omega$		23.5			ms
Pin 5 peak to peak oscillator saw-tooth voltage	$C_o = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ $R4 = 61,9\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 22\text{ V}$		$V_{CC}/3$			V
Blanking pulse time	$C_o = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ $R4 = 61,9\text{ k}\Omega$		1.3			ms
Pin 6 blanking pulse amplitude			12.6			V
Blanking available pin 6* current			150			μA
Blanking time drift versus temperature $\frac{dt}{dT_j}$			1			$\mu\text{s}/^{\circ}\text{C}$
Amplifier input bias current	$I(9) - I(7)$		100			nA
Synchronisation Pin 2 input current Input impedance Maximum voltage			1 0.5 1.5			μA $\text{k}\Omega$ V
Oscillator frequency drift versus supply voltage $\frac{dF}{dV_{CC}}$	$V_{CC} = 15 \div 25\text{ V}$		0.1			Hz/V
Oscillator frequency drift versus temperature $\frac{dF}{dT_{case}}$			0.003			Hz/ $^{\circ}\text{C}$
Thermal protection			140			$^{\circ}\text{C}$

* To get an upper blanking current, put an external resistor from 6 to V_{CC}
The pin 6 capability to switching an external current to ground is 4 mA

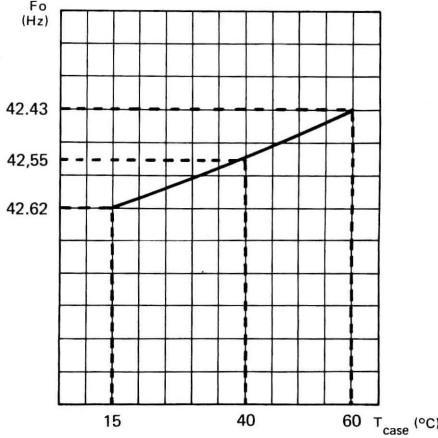
DYNAMIC TEST CIRCUIT



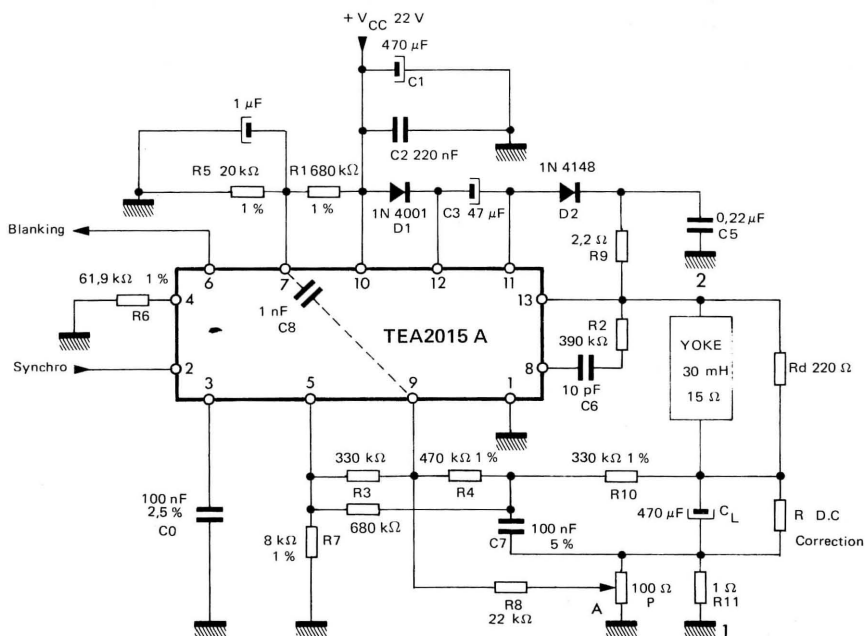
FREQUENCY VARIATION OF UNSYNCHRONIZED OSCILLATOR VERSUS SUPPLY VOLTAGE



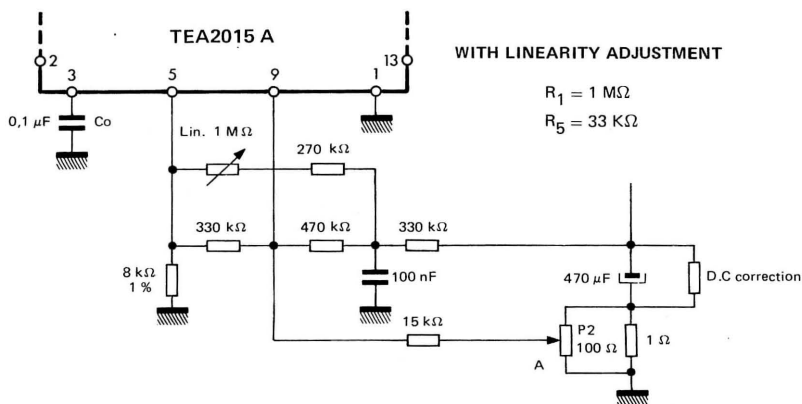
FREQUENCY VARIATION OF UNSYNCHRONIZED OSCILLATOR VERSUS TEMPERATURE



**TYPICAL APPLICATION CIRCUIT FOR 90° COLOR TV SETS USING A 421 X TUBE
WITH NO LINEARITY ADJUSTMENT**



If necessary connect a capacitor 1 nF between pins 9 and 7 to reject line influence.



WITH LINEARITY ADJUSTMENT

$$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$$

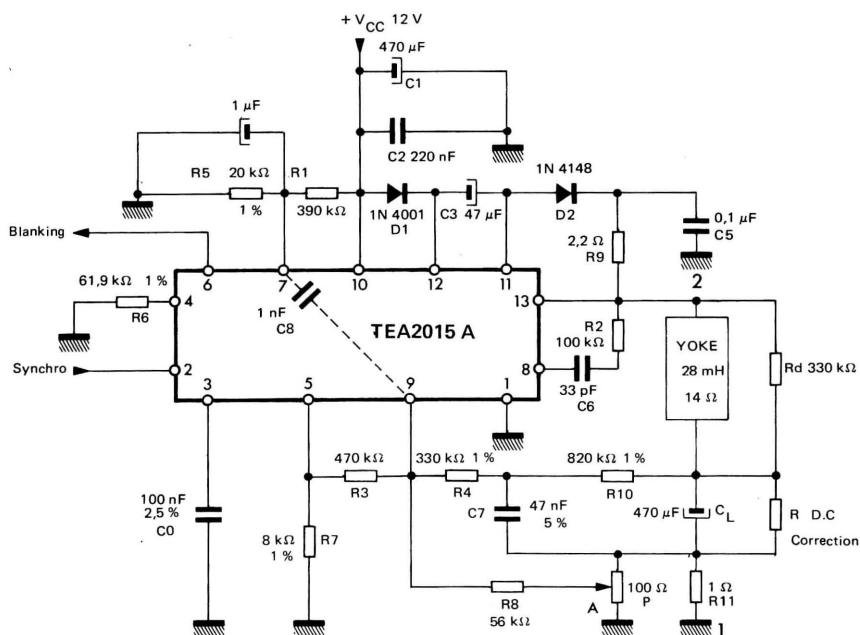
$$R_5 = 33 \text{ K}\Omega$$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR DEFLECTION CIRCUIT WITH VIDEOCOLOR PIL A 421 X SERIES COILS

PARAMETERS	SYMBOLS	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
YOKE FEATURES PIL S4						
Resistance	R_d		15	18		Ω
Inductance	L_d		30	33		mH
Peak to peak yoke current	I_{CC}		0,9			A
Supply voltage	V_{CC}		20	23		V
Fly-back time		$V_{CC} = 20\text{ V}$		1,25		ms
		$V_{CC} = 23\text{ V}$		1		
	P_D	$V_{CC} = 23\text{ V}$		2,7		W
Pin 12 operating peak current in fly-back generator	I_{FB}	$V_{CC} = 23\text{ V}$		$\pm 0,45$		A
Non repetitive (accidental) maximum peak current in fly-back		$t = 1\text{ ms}$ $t_o = 20\text{ ms}$		± 2		A
Pin 13 non repetitive (accidental) maximum peak output current				$\pm 2,5$		A
Fly-back voltage		$V_{CC} = 23\text{ V}$		46		V
Pin 5 oscillator saw-tooth amplitude		$C_3 = 100\text{ nF}$ $V_{CC} = 23\text{ V}$ $R_4 = 61,9\text{ k}\Omega$		9,2		V
Pin 6 blanking time		$V_{CC} = 23\text{ V}$		1,3		ms
Junction temperature with heatsink of $R_{th} = 10^\circ\text{C/W}$	T_j	$V_{CC} = 23\text{ V}$ $T_{amb} = 30^\circ\text{C}$		75		$^\circ\text{C}$

TYPICAL APPLICATION CIRCUIT FOR SMALL SCREEN B/W TV SET

SERIES COILS

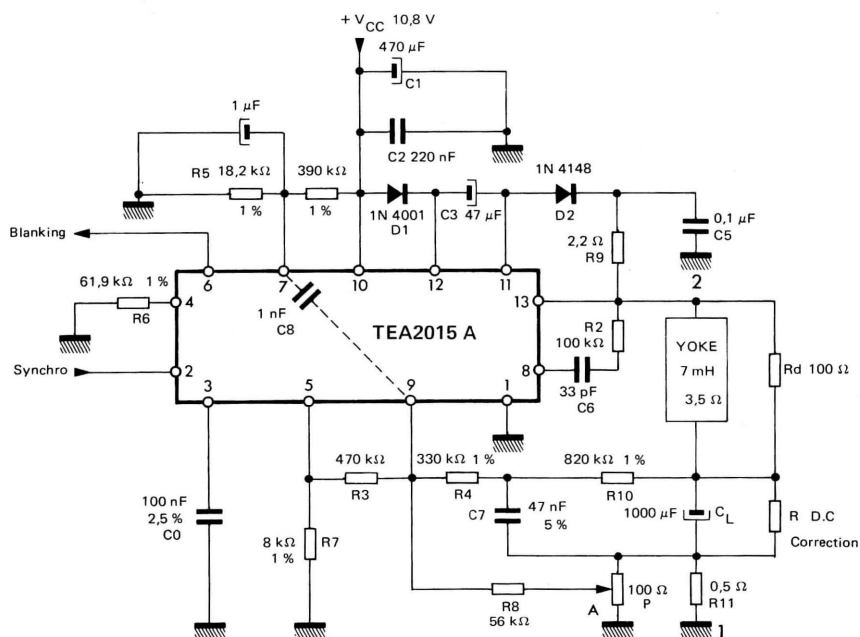


If necessary connect a capacitor 1 nF between pins 9 and 7 to reject line influence.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR SMALL SCREEN B/W DEFLECTION CIRCUIT WITH SERIES COILS

PARAMETERS	SYMBOLS	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
YOKE FEATURES SERIES COILS						
Resistance	R_d			14		Ω
Inductance	L_d			28		mH
Peak to peak yoke current	I_{CC}			0,6		A
Supply voltage	V_{CC}			12		V
Fly-back time		$V_{CC} = 12 \text{ V}$		1,2		ms
Power dissipation in the IC	P_D	$V_{CC} = 12 \text{ V}$		0,9		W
Pin 11 operating peak current in fly-back generator				$\pm 0,3$		A
Non repetitive (accidental) maximum peak current in fly-back		$t = 1 \text{ ms}$ $t_o = 20 \text{ ms}$		± 2		A
Pin 13 non repetitive (accidental) maximum peak output current				$\pm 2,5$		A
Fly-back voltage				24		V
Pin 5 oscillator saw-tooth amplitude		$V_{CC} = 12 \text{ V}$		4,7		V
Pin 6 blanking time		$V_{CC} = 12 \text{ V}$		1,3		ms
Junction temperature without heatsink	T_j	$V_{CC} = 12 \text{ V}$ $T_{amb} = 30^\circ \text{C}$		75		$^\circ \text{C}$

TYPICAL APPLICATION CIRCUIT FOR SMALL SCREEN B/W SET PARALLEL COILS



If necessary connect a capacitor 1 nF between pins 9 and 7 to reject line influence.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR SMALL SCREEN B/W DEFLECTION CIRCUIT WITH PARALLEL COILS

PARAMETERS	SYMBOLS	TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
YOKE FEATURES PARALLEL COILS						
Resistance	R_d			3,5		Ω
Inductance	L_d			7		mH
Peak to peak yoke current	I_{CC}			1,2		A
Supply voltage	V_{CC}		8,8	10,8		V
Fly-back time		$V_{CC} = 10,8 \text{ V}$		0,8		ms
Power dissipation in the IC	P_D	$V_{CC} = 10,8 \text{ V}$		1,5		W
Pin 11 operating peak current in fly-back generator				$\pm 0,6$		A
Non repetitive (accidental) maximum peak current in fly-back		$t = 1 \text{ ms}$ $t_o = 20 \text{ ms}$		± 2		A
Pin 13 non repetitive (accidental) maximum peak output current				$\pm 2,5$		A
Fly-back voltage				21		V
Pin 5 oscillator saw-tooth amplitude		$V_{CC} = 10,8 \text{ V}$		4		V
Pin 6 blanking time		$V_{CC} = 10,8 \text{ V}$		1,3		ms
Junction temperature with heatsink of $R_{th} = 30^\circ\text{C/W}$	T_j	$V_{CC} = 10,8 \text{ V}$ $T_{amb} = 30^\circ\text{C}$		75		$^\circ\text{C}$

APPLICATION INFORMATION

Blanking time

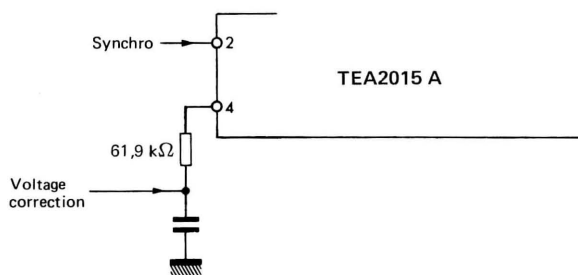
Can be adjusted by the value of R4

$$R4 = 61,9 \text{ k}\Omega \quad C_o = 0,1 \text{ }\mu\text{F} \quad t_{\text{blank}} = 1,3 \text{ ms}$$

Automatic format correction

The saw-tooth amplitude is proportional to V_{CC} so that the format is made automatically when the supply voltage is given by the horizontal transformer. In an other case two other possibilities.

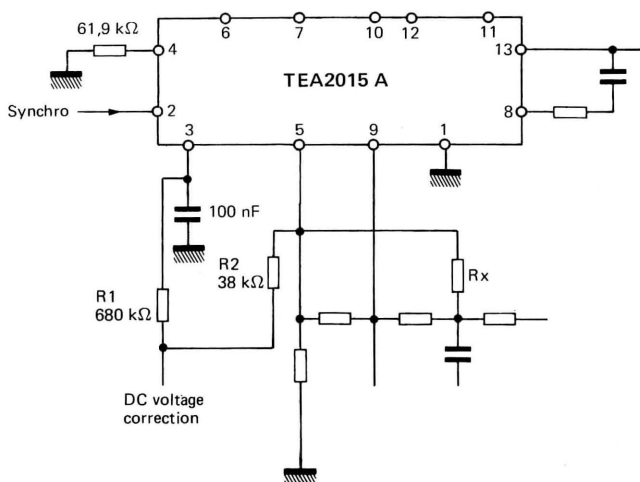
a — When the voltage correction coming from the beam current increase and the amplitude must decrease.



Format correction	5 %
V_{CC}	20 V
Voltage correction	0 - 1 V
No effect on the free frequency	

In this case if the amplitude decreases of 5% the blanking time increases of 5%.

b – When the voltage correction decreases and the amplitude must decrease

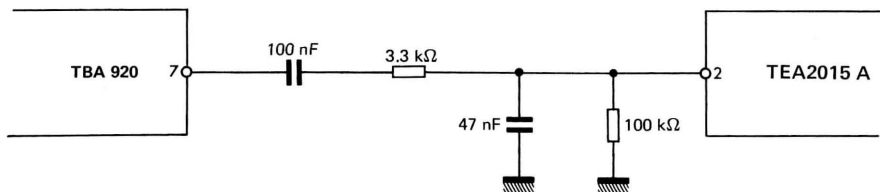


Rx must be adjusted to compensate the parabolic effect of R1 if there is no linearity adjustment.

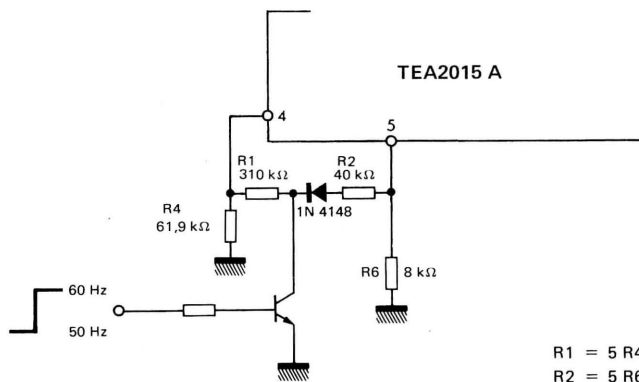
Format correction 5 %
 DC voltage correction 2 V – 0
 V_{CC} 20 V

- no effect on free frequency
- Blanking time variation $\leq 3 \%$

Synchronization network for synchro coming from TBA 920 Pin 7



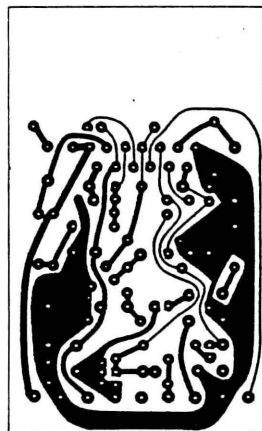
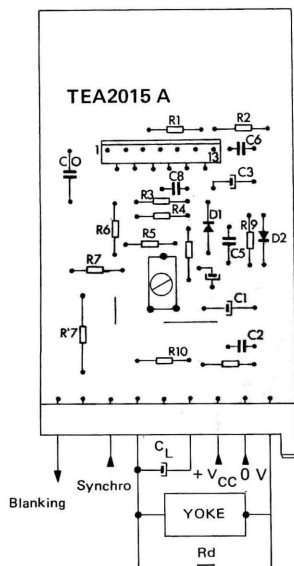
Automatic standard switching with constant amplitude (50 Hz - 60 Hz)



Printed circuit board layout information referred to the application diagram 90° COLOR TV SET

COMPONENT SIDE

COPPER SIDE



Each power ground 1, 2, 3 (refer to the application diagram 90° COLOR TV SET) must be connected to the -supply (pin 1) with a minimum copper resistance.
Other grounds (oscillator and outputs) must be well decoupled from the power ground and connected to the -supply.

Copper connections to pins 7 and 9 as short as possible to reject the line influence.

Notes

SYSTEME DE BALAYAGE VERTICAL TV
TV VERTICAL DEFLECTION SYSTEM

Le TDA1170 S, SH est un circuit intégré monolithique destiné au balayage vertical des téléviseurs noir et blanc ou couleur. Il est présenté en boîtier plastique dual in line 12 passages.

Il contient les fonctions suivantes :

- circuit de synchronisation
- oscillateur générateur de rampe
- amplificateur de puissance
- doubleur de tension pour l'impulsion de retour
- stabilisation de la tension d'alimentation

The TDA1170 S, SH is a silicon monolithic integrated circuit in a 12 lead dual in line plastic package. It is intended for use in black and white and colour TV receivers.

The functions incorporated are :

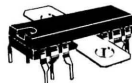
- synchronization circuit
- oscillator and ramp generator
- high power gain amplifier
- fly back generator
- voltage stabilizer

BOITIER CB-109
CASE



TDA1170 S

CB-155



TDA1170 SH

DONNEES PRINCIPALES
PRINCIPAL FEATURES

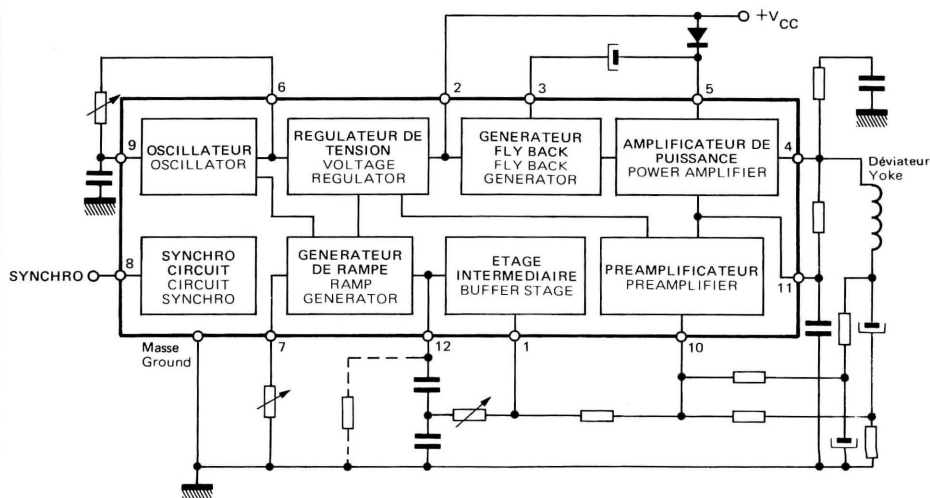
Tension d'alimentation max. 35 V
Max supply voltage

Tension max durant le retour 60 V
Max fly back voltage

Courant crête à crête max de balayage à 50 Hz 1,5 A
Max peak to peak deflecting current 50 Hz

$R_{th(j-c)}$ TDA1170 S 12°C/W
TDA1170 SH 10°C/W

SCHEMA D'APPLICATION TYPIQUE
TYPICAL APPLICATION CIRCUIT



NOTICE PRELIMINAIRE
PRELIMINARY DATA

80 - 36 1/13

VALEURS LIMITES ABSOLUES ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS			
Tension d'alimentation sur broche 2 Supply voltage at pin 2	V_{CC}	35	V
Tension max pendant le retour Fly back peak voltage	$V(4), V(5)$	60	V
Tension d'entrée de l'ampli de puissance Power amplifier input voltage	$V(10)$	+ 10 -0,5	V
Courant de sortie (non répétitif) Output peak current (non repetitive) $t = 2 \text{ ms}$	I_O	2	A
Courant de sortie à $f = 50 \text{ Hz}$; $t \leq 10 \mu\text{s}$ Output peak current at	I_O	2,5	A
Courant de sortie à $f = 50 \text{ Hz}$; $t > 10 \mu\text{s}$ Output peak current at	I_O	1,5	A
Courant continu broche 3 pour $V_4 < V_2$ Pin 3 DC current at	$I(3)$	100	mA
Courant crête à crête pendant le retour (fly back) sur la broche 3 pour $f = 50 \text{ Hz}$ et $t \leq 1,5 \text{ ms}$ Pin 3 peak to peak fly back current for $f = 50 \text{ Hz}$ and $t \leq 1,5 \text{ ms}$	$I(3)$	1,8	A
Courant broche 8 Pin 8 current	$I(8)$	± 20	mA
Puissance dissipable pour $T_{\text{tab}} = 90^\circ\text{C}$ Power dissipation at $T_{\text{amb}} = 80^\circ\text{C}$ (Air libre) (free air)	P_{tot}	5	W
		1	W
Température de jonction et de stockage Storage and junction temperature	T_{stg}, T_j	-40 à 150	$^\circ\text{C}$

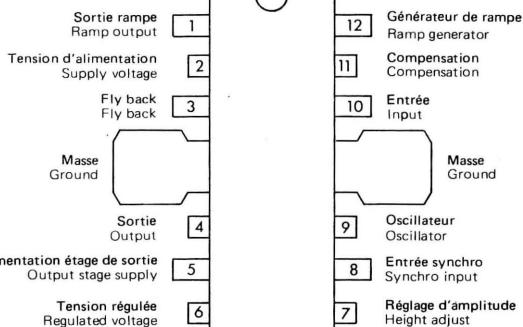
CARACTERISTIQUES THERMIQUES THERMAL CHARACTERISTICS			
		TDA1170 S	TDA1170 SH
Résistance thermique (jonction-radiateur) Junction-tab thermal resistance	$R_{\text{th}(j-c)}$	12	10
Résistance thermique (jonction-ambiante) Junction-ambient thermal resistance	$R_{\text{th}(j-a)}$	70	80
		$^\circ\text{C/W}$	

BROCHAGES PIN CONFIGURATIONS

BOITIER CB-109
CASE



TDA1170 S

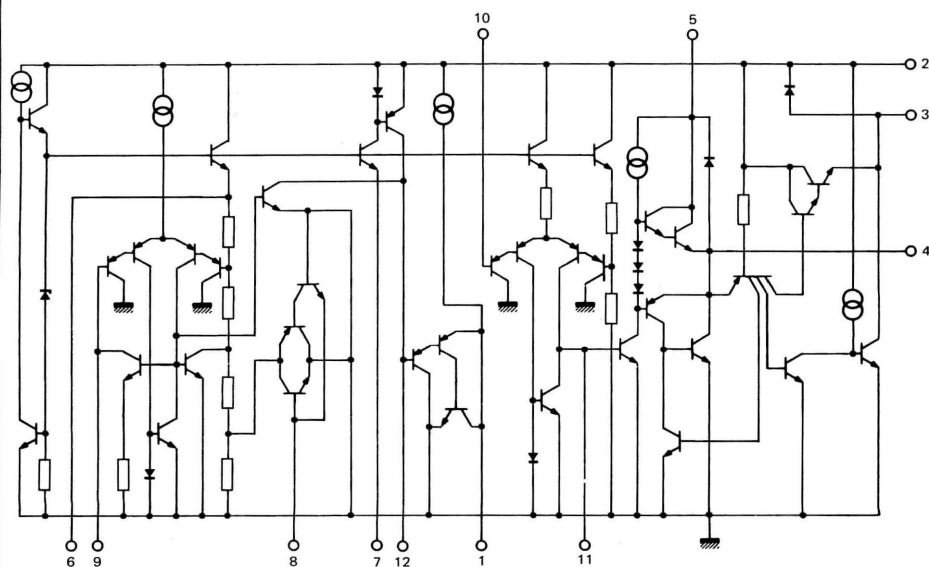


BOITIER CB-155
CASE



TDA1170 SH

SCHEMA ELECTRIQUE SCHEMATIC DIAGRAM



CARACTERISTIQUES STATIQUES STATIC CHARACTERISTICS	$V_{CC} = 35 \text{ V}$, $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$	(Sauf indications contraires) (Unless otherwise specified)
--	--	---

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	FIGURES	VALEURS VALUES MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Courant de repos broche 2 Pin 2 quiescent current	I(2)	I(3) = 0	1b	7 14	mA
Courant de repos broche 5 Pin 5 quiescent current	I(5)	I(4) = 0	1b	8 15	mA
Courant de polarisation de l'oscillateur Oscillator bias current	-I(9)	V(9) = 1 V	1a	0,1 1	μA
Courant d'entrée de l'amplificateur Amplifier input bias current	-I(10)	V(10) = 1 V	1b	0,1 1	μA
Courant de polarisation du générateur de rampe Ramp generator bias current	-I(12)	V(12) = 0	1a	0,02 0,3	μA
Courant du générateur de rampe Ramp generator current	-I(12)	I(7) = 20 μA V(12) = 0	1b	19 20 24	μA
Non linéarité du générateur de rampe Ramp generator non linearity	$\frac{\Delta I(12)}{I(12)}$	$\Delta V(12) = 0$ à 12 V I(7) = 20 μA	1b	0,2 1	%
Gamme de tension d'alimentation Supply voltage range	V_{CC}			10 36	V
Tension de saturation sur la broche 1, vers la masse Pin 1 saturation voltage to ground	V(1)	I(1) = 1 mA		1 1,4	V
Tension de saturation sur la broche 3, vers la masse Pin 3 saturation voltage to ground	V(3)	I(3) = 10 mA	1a	1,7 2,6	V
Tension de sortie au repos Quiescent output voltage	V(4)	$V_{CC} = 10 \text{ V}$ $R(1) = 10 \text{ k}\Omega$ $R(2) = 10 \text{ k}\Omega$	1a	4,15 4,4 4,6	V
		$V_{CC} = 35 \text{ V}$ $R(1) = 30 \text{ k}\Omega$ $R(2) = 10 \text{ k}\Omega$	1a	8,3 8,8 9,2	V
Tension de saturation en sortie, vers la masse Output saturation voltage to ground	V(4)L	-I(4) = 0,1 A	1c	0,9 1,2	V
		-I(4) = 0,8 A	1c	1,9 2,3	V
Tension de saturation en sortie, vers l'alimentation Output saturation voltage to supply	V(4)H	I(4) = 0,1 A	1d	1,4 2,1	V
		I(4) = 0,8 A	1d	2,8 3,2	V

CARACTERISTIQUES STATIQUES (suite)
 STATIC CHARACTERISTICS (continued)

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLS SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	FIGURES FIGURES	VALEURS VALUES MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Tension régulée à la broche 6 Regulated voltage at pin 6	V(6)		1b	6,1 6,5 6,9	V
Tension régulée à la broche 7 Regulated voltage at pin 7	V(7)	$I(7) = 20 \mu A$	1b	6,2 6,6 7	V
Variation de la tension régulée en fonction de la tension d'alimentation Regulated voltage drift with supply voltage	$\frac{\Delta V(6)}{\Delta V_{CC}}, \frac{\Delta V(7)}{\Delta V_{CC}}$	$\Delta V_{CC} = 10 \text{ à } 35 \text{ V}$	1b	1	mV/V
Tension de référence de l'entrée de l'amplificateur Amplifier input reference voltage	V(10)			2,07 2,2 2,3	V
Résistance d'entrée à la broche 8 Pin 8 input resistance	R(8)	$V(8) \leq 0,4 \text{ V}$	1a	1	M Ω

 Fig. 1 — SCHEMA DE TESTS STATIQUES
 STATIC TEST CIRCUITS

Fig. 1 a

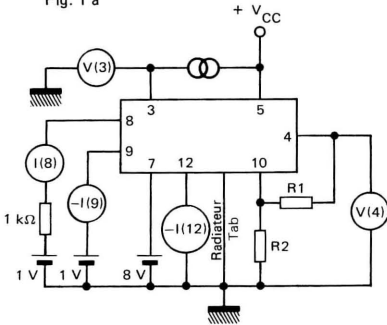


Fig. 1 b

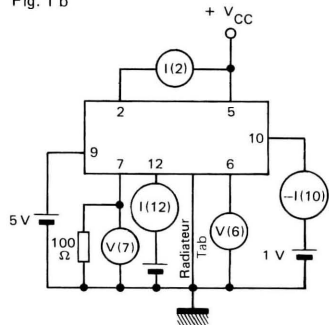


Fig. 1 c

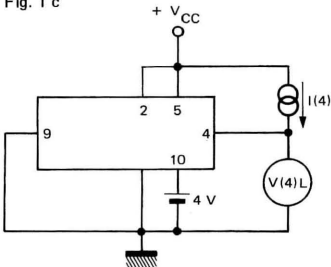
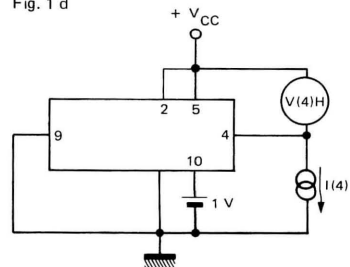


Fig. 1 d



CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES
DYNAMIC CHARACTERISTICS

$f = 50 \text{ Hz}$; $V_{CC} = 25 \text{ V}$

(Sauf indications contraires)
(Unless otherwise specified)

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLS SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	FIGURES FIGURES	VALEURS VALUES MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Courant d'alimentation Supply current	I_{CC}	$I_Y = 1 \text{ Ap.p}$	2	140	mA
Courant d'entrée synchro (positif ou négatif) Synchro input current (positive or negative)	$I(8)$		2	500	μA
Tension de retour Fly back voltage	$V(4)$	$I_Y = 1 \text{ Ap.p}$	2	51	V
Tension crête à crête de la dent de scie d'oscillateur Peak to peak oscillator sawtooth voltage	$V(9)$		2	2,4	V
Temps de retour Fly back time	t_{fly}	$I_Y = 1 \text{ Ap.p}$	2	0,7	ms
Fréquence libre Free running frequency	f_o	$R = 300 \text{ k}\Omega$ $C = 100 \text{ nF}$	2	43,7	Hz
		$R = 360 \text{ k}\Omega$ $C = 100 \text{ nF}$	2	52,4	Hz
Plage de synchronisation Synchronization range	Δf	$I(8) = 0,5 \text{ mA}$	2	14	Hz
Dérive de fréquence en fonction de V_{CC} Frequency drift with supply voltage	$\frac{\Delta f}{\Delta V_{CC}}$	$V_{CC} = 10 \text{ à } 35 \text{ V}$	2	0,005	Hz/V
Dérive de fréquence en fonction de la température d'ailette Frequency drift with tab temperature	$\frac{\Delta f}{\Delta T_{tab}}$	$T_{tab} = 40 \text{ à } 120^\circ\text{C}$	2	0,01	Hz/ $^\circ\text{C}$

Fig.2 — SCHEMA DE MESURE DYNAMIQUE
DYNAMIC TEST CIRCUIT

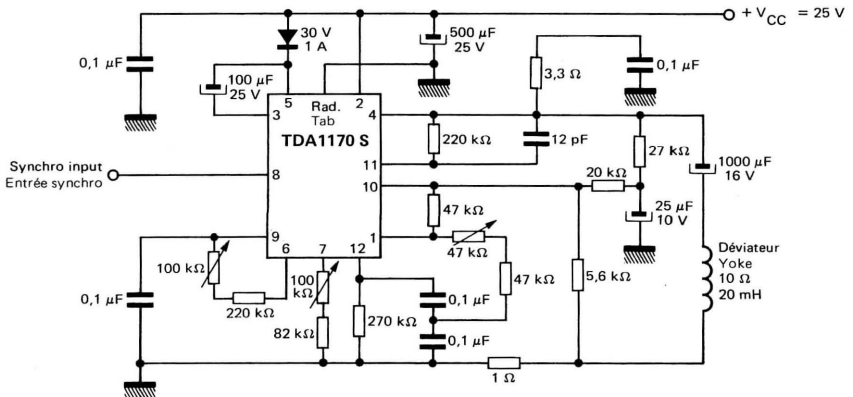
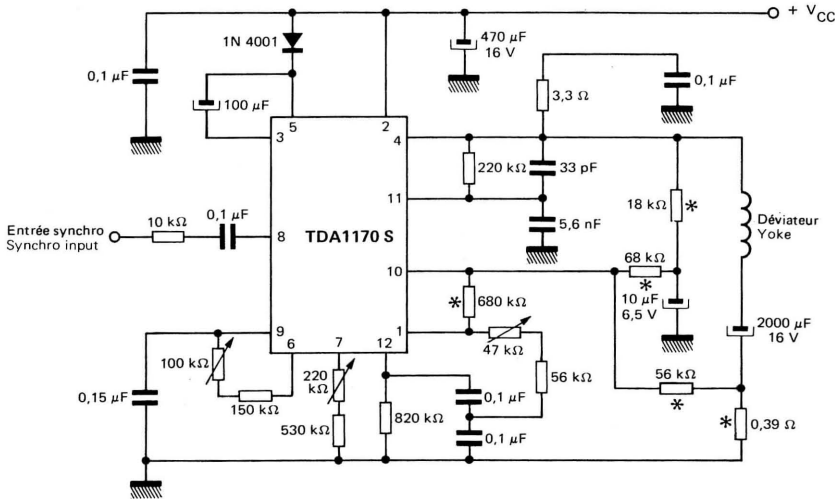


Fig. 3 — APPLICATION TYPIQUE POUR RECEPTEUR NOIR ET BLANC PETIT ECRAN
TYPICAL APPLICATION CIRCUIT FOR SMALL SCREEN B/W TV SET

$$(R_Y = 2,9 \Omega ; L_Y = 6 \text{ mH} ; I_Y = 1,1 \text{ A.p.p})$$



* Tolérance 5 %

PERFORMANCES TYPIQUES

— Tension d'alimentation	10,8 V
— Courant d'alimentation	155 mA
— Temps de retour	0,5 ms
— Dissipation de puissance dans le CI	1,35 W
— Courant de balayage crête à crête max.	1,30 A.p.p
— Pour un fonctionnement efficace à	$T_{amb} = 60^{\circ}\text{C}$

il est conseillé d'utiliser un radiateur de 30°C/W .

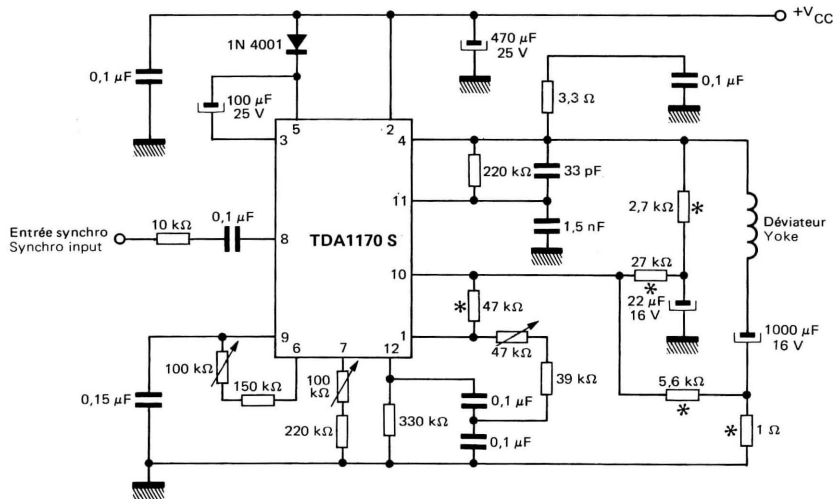
TYPICAL PERFORMANCES

— Operating supply voltage	10,8 V
— Supply current	155 mA
— Fly back time	0,5 ms
— IC power dissipation	1,35 W
— Maximum scanning current (peak to peak)	1,30 A.p.p
— For safe working up to	$T_{amb} = 60^{\circ}\text{C}$

a heatsink of $R_{th} = 30^{\circ}\text{C/W}$ is required

Fig. 4 — APPLICATION TYPIQUE POUR RECEPTEUR COULEUR AVEC TUBE 90° PIL
TYPICAL APPLICATION CIRCUIT FOR SMALL SCREEN 90° PIL TVC SET

$$(R_Y = 12,5 \, \Omega ; L_Y = 31 \, \text{mH} ; I_Y = 0,8 \, \text{Ap.p})$$



*Tolérance 5 %

PERFORMANCES TYPIQUES

- Tension d'alimentation
- Courant d'alimentation
- Temps de retour
- Dissipation de puissance dans le CI
- Courant de balayage crête à crête max.
- Pour un fonctionnement efficace à

22 V
120 mA
0,8 ms
1,95 W
1,0 A
 $T_{amb} = 60^{\circ}\text{C}$

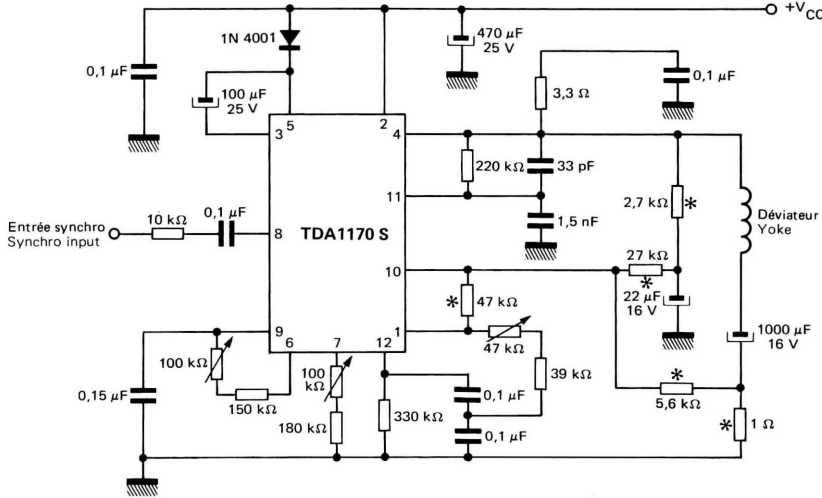
il est conseillé d'utiliser un radiateur de 18°C/W.

TYPICAL PERFORMANCES

- Operating supply voltage
- Supply current
- Fly back time
- IC power dissipation
- Maximum scanning current (peak to peak)
- For safe working up to

a heatsink of $R_{lh} = 18^\circ\text{C/W}$ is required

Fig. 5 — APPLICATION TYPIQUE POUR RECEPTEUR NOIR ET BLANC GRAND ECRAN
TYPICAL APPLICATION CIRCUIT FOR LARGE SCREEN B/W TV SET

$$(R_Y = 10 \, \Omega \quad ; \quad L_Y = 20 \, \text{mH} \quad ; \quad I_Y = 1 \, \text{Ap.p})$$


* Tolérance 5 %

PERFORMANCES TYPIQUES

- Tension d'alimentation
- Courant d'alimentation
- Temps de retour
- Dissipation de puissance dans le CI
- Courant de balayage crête à crête max.
- Pour un fonctionnement efficace à

22 V
145 mA
0,7 ms
2,3 W
1,2 V
 $T_{amb} = 60^{\circ}\text{C}$

il est conseillé d'utiliser un radiateur de 14°C/W.

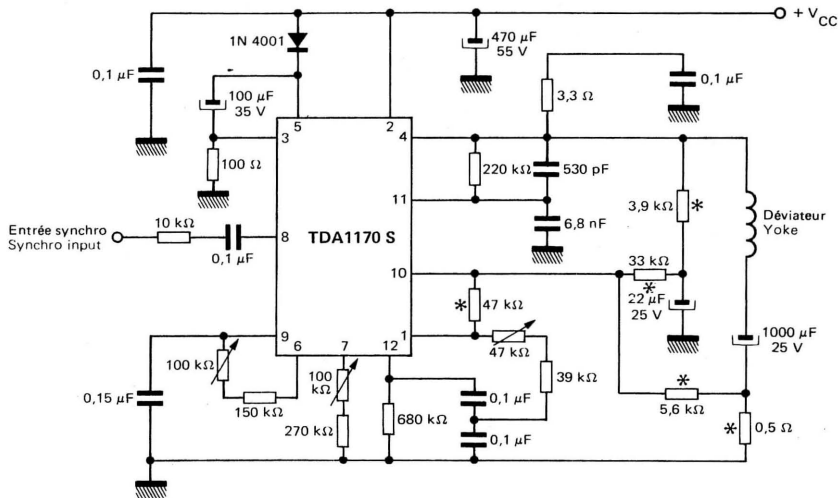
TYPICAL PERFORMANCES

- Operating supply voltage
- Supply current
- Fly back time
- IC power dissipation
- Maximum scanning current (peak to peak)
- For safe working up to

a heatsink of $R_{th} = 14^{\circ}\text{C/W}$ is required

Fig. 6 — APPLICATION TYPIQUE POUR RECEPTEUR COULEUR GRAND ECRAN 110° PIL
TYPICAL APPLICATION CIRCUIT FOR LARGE SCREEN 110° PIL TVC SET

($R_Y = 10 \Omega$; $L_Y = 25 \text{ mH}$; $I_Y = 1,25 \text{ Ap.p}$)



* Tolérance 5 %

PERFORMANCES TYPIQUES

- Tension d'alimentation 25 V
- Courant d'alimentation 175 mA
- Temps de retour 1 ms
- Dissipation de puissance dans le CI 3,25 W
- Courant de balayage crête à crête max. 1,4 Ap.p
- Pour un fonctionnement efficace à $T_{amb} = 60^\circ\text{C}$

il est conseillé d'utiliser un radiateur de $8,5^\circ\text{C/W}$.

TYPICAL PERFORMANCES

- Operating supply voltage
- Supply current
- Fly back time
- IC power dissipation
- Maximum scanning current (peak to peak)
- For safe working up to

a heatsink of $R_{th} = 8,5^\circ\text{C/W}$ is required

CARACTERISTIQUES THERMIQUES DE TDA1170 S THERMAL CHARACTERISTICS OF TDA1170 S

Fig. 7 — EXEMPLE DE REALISATION DU RADIATEUR
EXAMPLE OF TDA1170 S WITH EXTERNAL HEATSINK

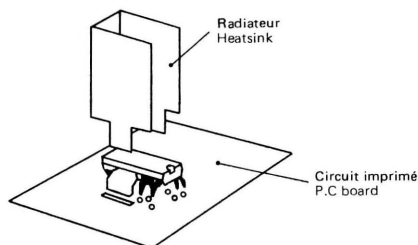


Fig. 8 — DISSIPATION MAX. ET RESISTANCE THERMIQUE JONCTION-AMBIANTE EN FONCTION DE S
MAXIMUM POWER DISSIPATION AND JUNCTION-AMBIENT THERMAL RESISTANCE VS. "s"

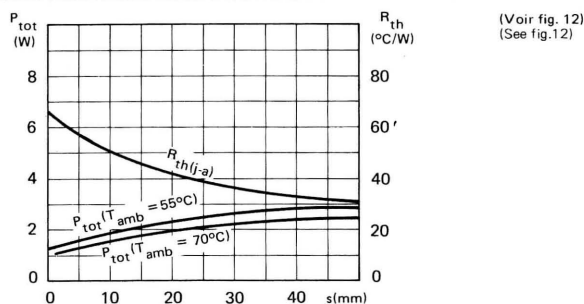
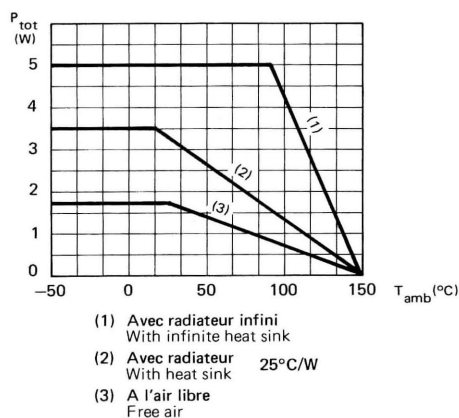
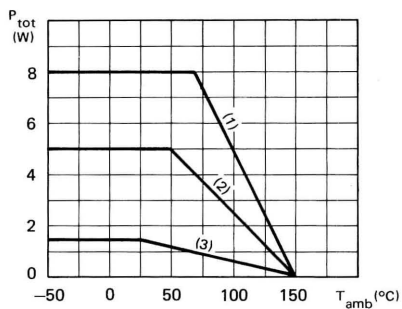


Fig. 9 — PUISSANCE DISSIPABLE EN FONCTION DE LA TEMPERATURE AMBIANTE
MAXIMUM ALLOWABLE POWER DISSIPATION VERSUS AMBIENT TEMPERATURE



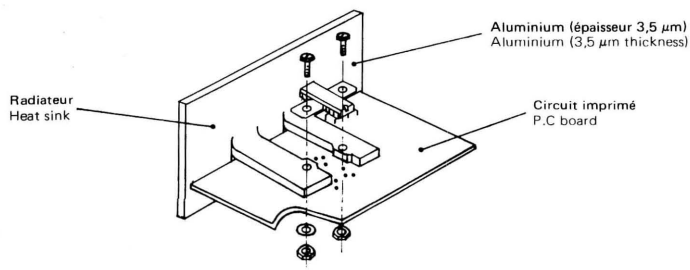
CARACTERISTIQUES THERMIQUES DE TDA1170 SH THERMAL CHARACTERISTICS OF TDA1170 SH

Fig. 10 — PUISSANCE DISSIPABLE EN FONCTION DE LA TEMPERATURE AMBIANTE
 MAXIMUM ALLOWABLE POWER DISSIPATION VERSUS AMBIENT TEMPERATURE



- (1) Avec radiateur infini
With infinite heat sink
- (2) Avec radiateur
With heat sink 25°C/W
- (3) A l'air libre
Free air

Fig. 11 — EXEMPLE DE MONTAGE
 MOUNTING EXAMPLE



INSTRUCTIONS DE MONTAGE

La température de l'aillette ne doit pas dépasser 260°C pendant 12 s durant l'opération de soudure.

Le radiateur externe ou l'aillette doit être réuni à la masse électrique.

TDA1170 S

La résistance thermique jonction-ambiante du TDA1170S peut être réduite en utilisant le circuit imprimé comme dissipateur (fig.12) ou en ajoutant un dissipateur externe (fig.7).

La fig. 8 donne la puissance dissipable en fonction de S pour une couche de cuivre dont l'épaisseur est de 35 μm .

MOUNTING INSTRUCTIONS

During soldering the tab temperature must not exceed 260°C and the soldering time must not be longer than 12 seconds.

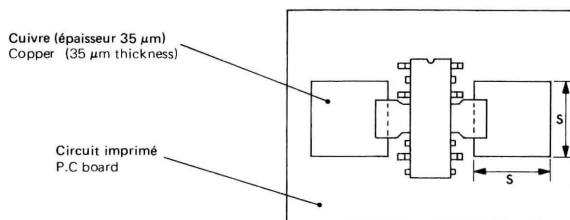
The external heatsink or printed circuit copper area must be connected to electrical ground.

TDA1170 S

The junction to ambient thermal resistance of the TDA1170S can be reduced by soldering the tabs to a suitable copper area of the printed circuit board (fig.12) or to an external heatsink (fig.7).

The diagram of fig. 8 shows the maximum dissipable power P_{tot} and the $R_{\text{th j-amb}}$ as a function of the side "S" of two equal square copper areas having a thickness of 35 μm (1,4 mil).

Fig.12 — EXEMPLE D'UTILISATION DU CIRCUIT IMPRIME COMME DISSIPATEUR
EXAMPLE OF P.C BOARD COPPER AREA USED AS HEATSINK



Notes

**THOMSON-CSF**

DIVISION SEMICONDUCTEURS

TDA 2593

SYNCHRONISATION ET BALAYAGE LIGNE POUR TV COULEUR **SYNCHRO AND HORIZONTAL DEFLECTION CONTROL FOR** **COLOR TV SET**

Le TDA2593 est un circuit permettant de réaliser la base de temps ligne pour les récepteurs de télévision couleur utilisant des étages de balayage équipés de transistors ou de thyristors.

Il remplit les fonctions suivantes :

- oscillateur de ligne (commutation à deux niveaux)
- comparateur de phase entre l'impulsion de synchro de lignes et la tension d'oscillation $\phi 1$, validé par une impulsion interne (meilleure immunité aux parasites).
- comparateur de phase entre les impulsions de retour de lignes et la tension d'oscillation $\phi 2$.
- détecteur de coïncidence $\phi 3$ assurant l'élargissement de la plage de capture.
- commutation des caractéristiques de filtre et de porte lors de l'utilisation d'enregistreur vidéo
- séparateur de signal synchro et circuit de suppression de parasites
- séparateur des impulsions de synchro trame
- élaboration d'impulsions d'effacement de retour de lignes et de sélection de salves de couleur, adaptée aux nouveaux circuits de décodage
- circuit de décalage de phase de l'impulsion de sortie
- circuit de commutation de la durée de l'impulsion de sortie
- étage de sortie à alimentation séparée permettant l'attaque directe des circuits à thyristors
- circuit de protection supprimant l'impulsion de sortie en cas de tension d'alimentation trop basse

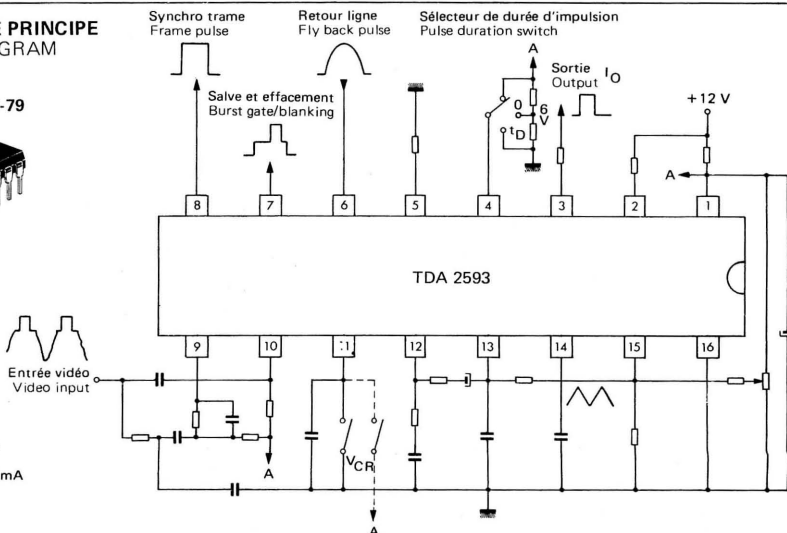
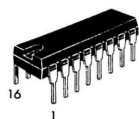
The TDA2593 is a circuit intended for the horizontal deflection of solid-state color TV sets, supplied with transistors or SCR'S.

It performs the following functions :

- line oscillator (two levels switching)
- phase comparison between synchro-pulse and oscillator voltage $\phi 1$, enabled by an internal pulse, (better parasitic immunity)
- phase comparison between the flyback pulses and the oscillator voltage $\phi 2$.
- coincidence detector providing a large hold-in-range
- filter characteristics and gate switching for video recorder application
- noise gated synchro separator
- frame pulse separator
- blanking and sand castle pulses generators compatibles with new decoder circuits
- horizontal power stage phase lagging circuit
- switching of control output pulse width
- separated supply voltage output stage allowing direct drive of SCR'S circuit
- security circuit makes the output pulse suppressed when poor supply voltage

SCHEMA DE PRINCIPE **BLOCK DIAGRAM**

BOITIER CB-79
Case



V_{CC} 12 V
 I_O 400 mA



CARACTERISTIQUES PRINCIPALES **MAIN CHARACTERISTICS**

Tension d'alimentation Supply voltage	V(1-16)	12 typ.	V
Courant d'alimentation Supply current	I(1)	30 typ.	mA
SIGNAUX D'ENTREE INPUT SIGNALS			
Tension d'entrée du séparateur de synchronisation Synchro separator input voltage	V(9-16) (pp)	3 à 4 to	V
Tension d'entrée des séparateurs de bruit Noise separators input voltage	V(10-16) (pp)	3 à 4 to	V
Tension de commande du commutateur de durée d'impulsion de sortie : Control voltage of the output pulse switching circuit :	t = 7 μ S (thyristor) t = 14 μ S + t _d (transistor) t = 0 (V3-16 = 0)	V(4-16) 9,4 à V(1-16) to 0 à 3,5 to 5,4 à 6,6 to	V V V V
SIGNAUX DE SORTIE OUTPUT SIGNALS			
Impulsion de synchronisation verticale Frame synchro pulse	V(8-16) (pp)	11 typ.	V
Impulsion de sélection de salve Sandcastle pulse	V(7-16) (pp)	11 typ.	V
Impulsion de commande ligne Horizontale driver stage control pulse	V(3-16) (pp)	10,5 typ.	V

BROCHAGE **PIN CONFIGURATION**

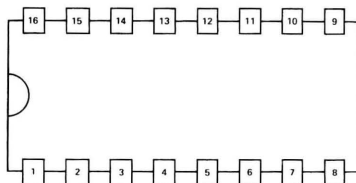
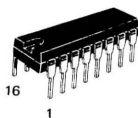
1 Tension d'alimentation Supply voltage	9 Entrée du séparateur de synchro Synchro separator output
2 Alimentation de l'étage de sortie Output stage supply voltage	10 Entrée du séparateur de bruit Noise separator input
3 Signal de sortie Output pulse	11 Commutation magnétoscope V.C.R. switching
4 Sélection de la durée d'impulsion de sortie Selection of output pulse duration	12 Commutation de constante de temps du 3ème comparateur de phase Time constant switching (third phase comparator)
5 Découplage Decoupling	13 Sortie du premier comparateur de phase First phase comparator output
6 Impulsion de référence (retour lignes) pour le second comparateur de phase Reference pulse (fly back) for the 2nd phase comparator	14 Capacité d'intégration de rampe d'oscillateur Ramp oscillator capacitance
7 Sortie impulsion effacement lignes et sélection de salve Sand castle pulse	15 Réglage du courant de charge de la capacité d'intégration Adjustment of the charge current
8 Sortie de l'impulsion de synchro verticale Vertical synchro output	16 Masse Ground

VALEURS LIMITES ABSOLUES
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

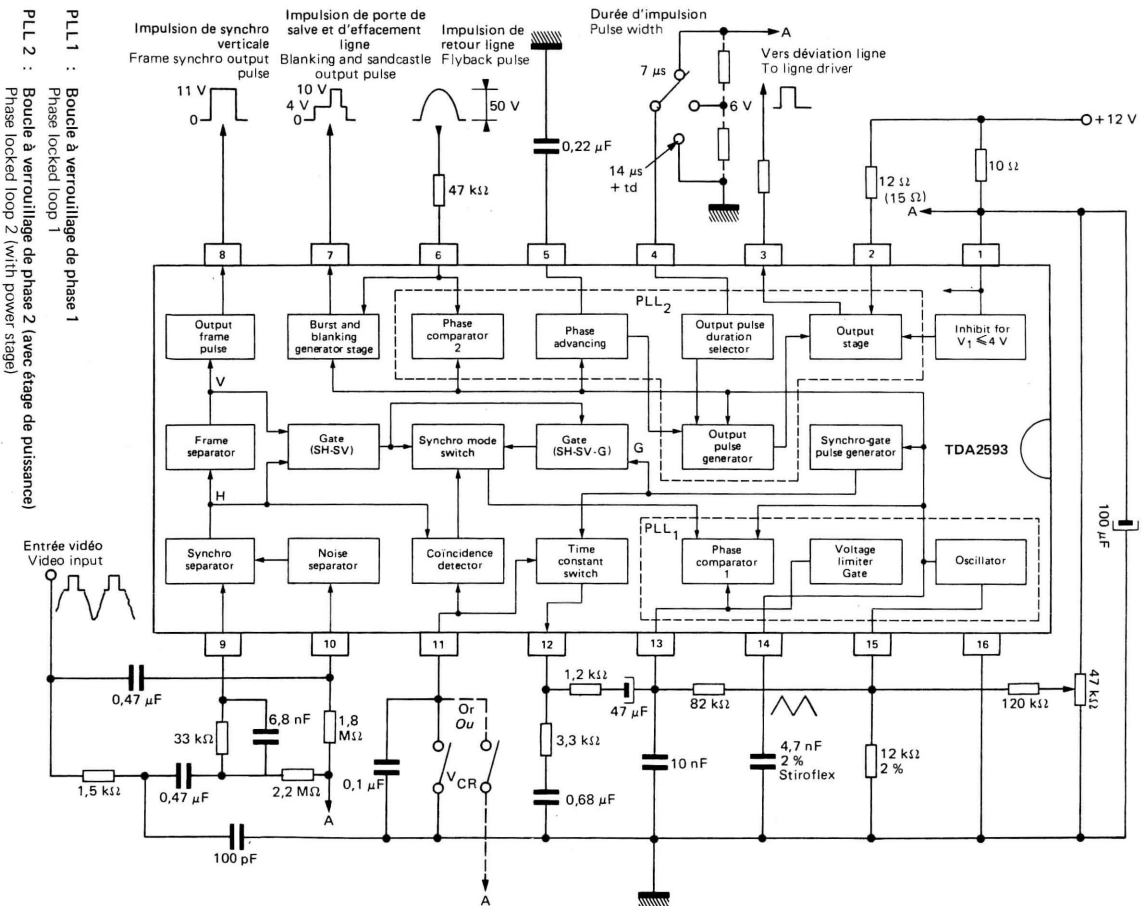
 Limites absolues selon la publication CEI 134
 Absolute maximum ratings according to CEI 134 data sheet

Tension d'alimentation à la borne 1 Supply voltage to pin 1	V(1-16)	13,2	V
Tension d'alimentation à la borne 2 Supply voltage to pin 2	V(2-16)	18	V
Tension à la borne 4 Voltage to pin 4	V(4-16)	13,2	V
Tension à la borne 9 Voltage to pin 9	V(9-16)	± 6	V
Tension à la borne 10 Voltage to pin 10	V(10-16)	± 6	V
Tension à la borne 11 Voltage to pin 11	V(11-16)	13,2	V
Courant aux bornes 2 et 3 (avec thyristor) Current at pins 2 and 3 (with thyristor)	$I_{2M} = -I_{3M}$	650	mA
Courant aux bornes 2 et 3 (avec transistor) Current at pins 2 and 3 (with transistor)	$I_{2M} = -I_{3M}$	400	mA
Courant à la borne 4 Current to pin 4	I(4)	1	mA
Courant à la borne 6 Current to pin 6	I(6)	± 10	mA
Courant à la borne 7 Current to pin 7	I(7)	-10	mA
Courant à la borne 11 Current to pin 11	I(11)	2	mA
Puissance totale dissipée Power dissipation	P_{tot}	800	mW
Température ambiante de fonctionnement Operating ambient temperature	T_{amb}	-20 à +70	°C
Température de stockage Storage temperature	T_{stg}	-25 à +125	°C

CB-79



SCHEMA D'APPLICATION **APPLICATION SCHEMA**



PLL 1 : Boucle à verrouillage de phase 1

Phase locked loop 1

PLL 2 : Boucle à verrouillage de phase 2 (avec étage de puissance)

Phase locked loop 2 (with power stage)

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Spécifications applicables pour :
These specifications apply for:

V1-16 = 12 V
T_{amb} = 25°C

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITION	MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
SIGNAUX D'ENTREES INPUT SIGNALS				
Séparateur de synchronisation (borne 9) Synchro separator (pin 9)				
Tension de seuil à l'entrée Input threshold voltage	V(9-16)		0,8	V
Courant de seuil à l'entrée Input threshold current	I(9)		5	μA
Courant d'entrée à l'état conducteur On-state input current	I(9)		5 à 100	μA
Courant de déconnexion d'entrée Disconnect input current	I(9)		100 150	μA
Courant d'entrée à l'état bloqué Off-state input current	I(9)	V9-16 = -5 V	-1	μA
Signal d'entrée vidéo (impulsions de synchro positives) Video input signal (positive synchro pulses)	V(9)	Crête à crête (note 1) peak to peak	3 à 4	V
Séparateur de bruit (borne 10) Noise separator (pin 10)				
Tension de seuil à l'entrée Input threshold voltage	V(10-16)		1,4	V
Courant de seuil à l'entrée Input threshold current	I(10)		100 150	μA
Courant d'entrée Input current	I(10)		5 à 100	μA
Courant d'entrée à l'état bloqué Off-state input current	I(10)	V10-16 = -5 V	-1	μA

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
 ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

 Spécifications applicables pour : V1-16 = 12 V
 These specifications apply for : T_{amb} = 25°C

TDA2593

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITION	MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Signal d'entrée vidéo (impulsions de synchro positives) Video input signal (positive synchro pulses)	V(10)	Crête à crête (note 1) peak to peak	3 _{to} 4	V
Signal parasite superposé admissible Allowed superimposed parasitic signal	V(10)		7	V
Impulsion de retour de ligne (borne 6) Flyback pulse (pin 6)				
Tension de seuil à l'entrée Input threshold voltage	V(6-16)		1,4	V
Niveau de la limitation à l'entrée Input limitation level	V(6)		-0,7 _{et} +1,4	V
Courant d'entrée Input current	I(6)		0,01 1 2	mA
Commutateur de durée d'impulsion de sortie (borne 4) Output pulse width control switch (pin 4)				
Tension d'entrée Input voltage	V(4-16)	t = 7 μS (thyristor)	9,4 _{to} V(1-16)	V
	V(4-16)	t = 14 μS + t _d (transistor)	0 _{to} 3,5	V
	V(4-16)	t = 0 (V3-16 = 0) (note 2)	5,4 _{to} 6,6	V
Courant d'entrée Input current	I(4)	t = 7 μS (thyristor)	200	μA
	I(4)	t = 14 μS + t _d (transistor)	200	μA
	I(4)	t = 0 (V3-16 = 0)	0	

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Spécifications applicables pour : V1-16 = 12 V
These specifications apply for : T_{amb} = 25°C

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITION	MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Commutateur pour lecture d'enregistrement vidéo ¹ (borne 11) Video recorder switch (pin 11)				
Tension d'entrée Input voltage	V(11-16)	V.C.R en service (Borne 11 niveau bas) (Pin 11 low level)	0 à 2,5	V
	V(11-16)	V.C.R en service (Borne 11 au +V _{CC}) (Pin 11 to +V _{CC})	9 à V(1-16)	V
Courant d'entrée Input current	I(11)	V.C.R en service (Borne 11 au niveau bas) (Pin 11 low level)	200	μA
	I(11)	V.C.R on service (Borne 11 au +V _{CC}) (Pin 11 to +V _{CC})	2	mA
SIGNAUX DE SORTIE OUTPUT SIGNALS				
Impulsions de synchro trames (posit.)(borne 8) Frame synchro pulses (positive)(pin 8)				
Tension de sortie Output voltage	V(8-16)	Valeur crête Peak value	10 11	V
Résistance de sortie Output impedance	R(8)		2	kΩ
Retard entre les fronts avant du signal d'entrée et du signal de sortie Delay between leading edge of input signal and leading edge of output signal	t _{on}		15	μS
Retard entre les fronts arrière du signal d'entrée et du signal de sortie Delay between trailing edge of input signal and trailing edge of output signal	t _{off}		15	μS

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

 Spécifications applicables pour : V1-16 = 12 V
 These specifications apply for : T_{amb} = 25°C

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNITES UNITS
Impulsions de sélection de salves (posit) (borne 7) Sandcastle pulse (positive) (pin 7)						
Tension de sortie Output voltage	V(7-16)	Valeur crête Peak value	10	11		V
Résistance de sortie Output impedance	R(7)			70		Ω
Courant de sortie durant le front descendant Output current during trailing edge	I(7)			2		mA
Durée des impulsions de sélection de salves Sandcastle pulse width	t ₇ t ₇	V7 = 7 V	3,7		4,3	μS
Relation de phase entre le milieu des impulsions de synchro sur l'entrée et le front montant des impulsions de sélection de salves Phase between middle input synchro pulse and leading edge of sandcastle pulse	Δt	V7 = 7 V	2,15		3,15	μS
Impulsion d'effacement de retour de ligne (borne 7) Flyback blanking pulse (pin 7)						
Tension de sortie Output voltage	V(7-16)	Valeur crête Peak value	4		5	V
Résistance de sortie Output impedance	R(7)			70		Ω
Courant de sortie durant le front descendant Output current during trailing edge	I(7)			2		mA
Impulsion de commande de lignes (posit)(borne 3) Control pulse for horizontal driver (positive)(pin 3)						
Tension de sortie Output voltage	V(3-16)	Valeur crête Peak value		10,5		V

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Spécifications applicables pour : V1-16 = 12 V
These specifications apply for : T_{amb} = 25°C

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITION	MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Résistance de sortie Output impedance	R(3)	Front montant Leading edge	2,5	Ω
	R(3)	Front descendant Trailing edge	20	Ω
Durée des impulsions de commande Control pulse width	t ₃	(Thyristor) V ₄ = 9,4 $\frac{A}{to}$ V(1-16)	5,5 8,5	μS
	t ₃	(Transistor) V ₄ = 0 $\frac{A}{to}$ 4 V (note 3)	14 + t _d	μS
Mise hors circuit de l'impulsion de commande Control pulse is disabled for	V(1-16)		4	V
Relation de phase totale Overall phase relationship				
Relation de phase entre le milieu de l'impulsion de synchro et le milieu de l'impulsion de retour ligne Phase between middle synchro pulse and middle flyback pulse	t _z	Avec With t _r = 12 μS (note 4)	1,9 3,3	μS
Sensibilité au réglage de courant Sensitivity to current adjust	$\Delta I / \Delta t$		30	$\mu A / \mu S$
Oscillateur (bornes 14 et 15) Oscillator (pins 14 and 15)				
Tension de seuil Threshold voltage	V(14-16)	Niveau bas Low level	4,4	V
	V(14-16)	Niveau haut High level	7,6	V
Courant de charge et de décharge Current generator	I(14)		$\pm 0,47$	mA
Fréquence libre d'oscillation Free running frequency	f	C _{osc} = 4700 pF R _{osc} = 12 k Ω	15625	Hz

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Spécifications applicables pour : V1-16 = 12 V
These specifications apply for : T_{amb} = 25°C

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITION	MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Tolérance de la fréquence Tolerance on frequency	Δf	(note 5)	± 5	%
Sensibilité de la commande de fréquence Frequency control sensitivity	$\Delta f/I15$		31	Hz/ μ A
Plage de réglage Spread of frequency	Δf	Avec le schéma d'application proposé With application schematic proposed	± 10	%
Influence de la tension d'alimentation sur la fréquence Influence of supply voltage on frequency	$\frac{\Delta f/f}{\Delta V/V_{nom.}}$	(note 5)	$\pm 0,05$	%
Variation de la fréquence quand V1-16 chute à 5 V Frequency change when decreasing the supply down to 5 V	Δf	V(1-16) = 5 V (note 5)	± 10	%
Coefficient de température de la fréquence Frequency temperature coefficient	T	(note 5)	$\pm 10^{-4}$	/°K
Comparteur de phase $\phi 1$ (borne 13) Phase comparator $\phi 1$ (pin 13)				
Plage de tension de commande Control voltage range	V(13-16)		3,8 à 8,2	V
Courant de commande Control current	I(13)	Valeur crête Peak value	$\pm 1,9$ à $\pm 2,3$	mA
Courant de sortie à l'état bloqué Off-state output current	I(13)	V(13-16) = 4 à 8 V	-1	μ A
Résistance de sortie Output impedance	R(13)	V(13-16) = 4 à 8 V (note 6)	Forte High	
	R(13)	V(13-16) < 3,8 V ou > 8,2 V (note 7)	Faible Low	
Sensibilité de la commande Control sensibility			2	KHz/ μ S

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Spécifications applicables pour : V1-16 = 12 V
 These specifications apply for : T_{amb} = 25°C

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITION	MIN. TYP. MAX	UNITES UNITS
Plage de capture et de maintien Catching and holding range	Δf		± 780	Hz
Tolérance de la plage de capture et de maintien Catching and holding range tolerance	$\Delta f/f$	(note 5)	± 10	%
Comparteur de phase $\phi 2$ et déphaseur (borne 5) Phase comparator $\phi 2$ and phase-shift (pin 5)				
Plage de tension de commande Control voltage range	V(5-16)		5,4 à 7,6	V
Courant de commande Control current	I(5)	Valeur crête Peak value	± 1	mA
Courant de sortie à l'état bloqué Off-state output current	I(5)	V(5-16) = 5,4 à 7,6 V	-5	μA
Résistance de sortie Output impedance	R(5)	V(5-16) = 5,4 à 7,6 V (note 6)	Forte High	
	R(5)	V(5-16) < 5,4 V ou > 7,6 V	8	k Ω
Retard maximum entre le front montant de l'impulsion de sortie et le front descendant de l'impulsion de retour Max. delay between output pulse leading edge and flyback pulse trailing edge	t _d	t _r = 12 μS	15	μS
Erreur de commande statique Static control error	$\Delta t/\Delta t_d$		0,2	%
Détecteur de coïncidence $\phi 3$ (borne 11) Coincidence detector $\phi 3$ (pin 11)				
Tension de sortie Output voltage	V(11-16)		0,5 à 6	V

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 Spécifications applicables pour : $V_{1-16} = 12\text{ V}$
 These specifications apply for : $T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITION	MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Courant de sortie Output current	I(11)	Sans coïncidence Without coincidence	0,1	mA
	I(11)	Avec coïncidence With coincidence	-0,5	mA
Commutateur de constante de temps (borne 12) Time constant switch (pin 12)				
Tension de sortie Output voltage	V(12-16)		6	V
Courant de sortie Output current	I(12)		± 1	mA
Résistance de sortie Output impedance	R(12)	$V(11-16) = 2,5 \text{ à } 7\text{ V}$	100	Ω
	R(12)	$V(11-16) < 1,5 \text{ ou } > 9\text{ V}$	60	k Ω
Générateur d'impulsions (interne) Pulse generator (internal)				
Durée des impulsions Pulse width	t		7,5	μS

 Note 1 : Plage admissible 1 à 7 V.
 Allowed range 1 to 7 V.

 Note 2 : Ou borne 4 libre.
 Or pin 4 not connected.

 Note 3 : Avec $t_r = 12\text{ }\mu\text{S}$.
 With $t_r = 12\text{ }\mu\text{S}$.

 Note 4 : Le réglage de la relation de phase totale et donc du front montant de l'impulsion de sortie est effectué automatiquement par le comparateur de phase $\phi 2$. Si un réglage supplémentaire est souhaité, on peut imposer un courant à la borne 5.
 The adjustment of overall phase relation (and output pulse leading edge position) is automatically performed by phase comparator $\phi 2$. If additional adjustment is needed, a current have to be imposed at pin 5.

 Note 5 : Sans tenir compte de la tolérance des composants extérieurs.
 Tolerance of peripheral components not included.

 Note 6 : Générateur de courant.
 Current generator.

 Note 7 : Emetteur-suiveur.
 Emitter-follower.

**THOMSON-CSF**

DIVISION SEMICONDUCTEURS

TEA 1034

(ESM 567)

**CIRCUIT JUNGLE POUR ATTAQUE DIRECTE DES
DARLINGTON LIGNE DES T.V NOIR ET BLANC**
LINE OSCILLATOR AND DARLINGTON CONTROL
FOR BLACK AND WHITE T.V. SETS

NOTICE PRELIMINAIRE
PRELIMINARY DATA

Le TEA 1034 est un circuit jungle analogue au TBA 920, mais possédant une sortie prévue pour l'attaque directe d'un Darlington de balayage ligne noir et blanc sans l'intermédiaire d'un étage driver.

Les caractéristiques principales sont :

- Oscillateur
- Comparateur de phase avec synchronisation du circuit
- Séparateur signal-synchro
- Porte de bruit
- Commutation des constantes de temps pour fonctionnement avec VCR
- Etage de sortie courant élevé
- Commande de la phase de l'impulsion de sortie
- Comparateur de phase entre la synchronisation et l'impulsion de retour de lignes

La sortie est inversée par rapport au TBA 920.

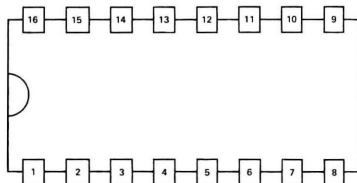
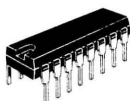
The TEA 1034 is a line oscillator integrated circuit similar to the TBA 920, the only difference relies in the output stage, intended for direct power darlington control, without driver stage.

The main features are :

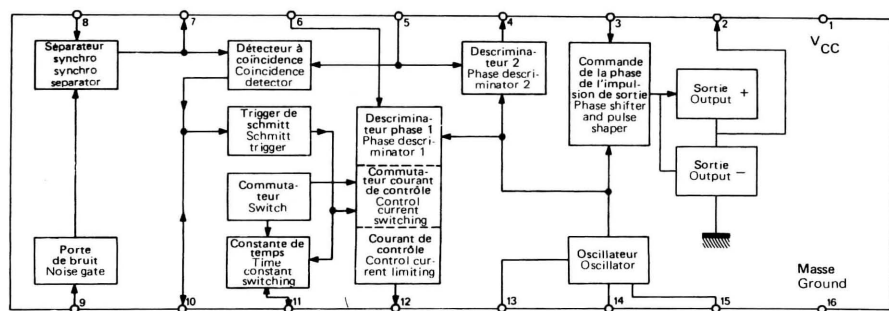
- Oscillator
- Synchronization circuit with phase comparator
- Synchro pulse separator
- Noise gate
- Time constant switching for VCR operation
- High current output stage
- Phase shifter and pulse shaper
- Phase comparator between synchro and fly-back pulses

Relating to the TBA 920, the output pulse of TEA 1034 is reversed.

BOITIER CB-79
CASE



SCHEMA BLOC
BLOCK DIAGRAM

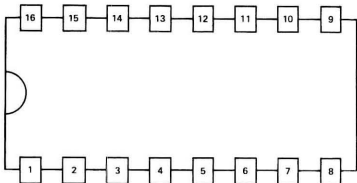
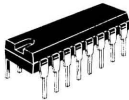


VALEURS LIMITES ABSOLUES ABSOLUTE MAXIMUM RATING				
Tension d'alimentation Power supply voltage	V_{1-16}	V_{CC}	4 - 14	V
Dissipation de puissance Power dissipation		P_{tot}	800	mW
Température ambiante de fonctionnement Ambient temperature		T_{amb}	-20, + 60	°C
Température de stockage Storage temperature		T_{stg}	-55, + 150	°C

BROCHAGE
PIN CONFIGURATION

BOITIER CB- 79
CASE

Vue de dessus
Top view



1

Alimentation positive
Positive supply

2

Sortie des impulsions de commande de lignes
Driver line stage pulse, driving and output stages

3

Entrée de commande de largeur des impulsions de sortie
Input control voltage for pulse width

4

Sortie du comparateur de phase entre l'impulsion de retour de lignes et l'oscillateur
Phase discriminator output between fly-back pulse and oscillator

5

Entrée de l'impulsion de retour de lignes
Fly-back pulse input

6

Entrée de l'impulsion de synchro
Synchro pulse input

7

Sortie du séparateur signal-synchro
Synchro pulse output

8

Entrée du signal vidéo (séparateur signal-synchro)
Video signal input

9

Entrée porte de bruit (non utilisée en modulation positive)
Noise gate input

10

Commutation émission magnétoscope
VCR switch

11

Branchement du réseau de constante de temps pour VCR
VCR time constant network

12

Sortie du comparateur de phase entre l'impulsion de synchro et l'oscillateur (tension de commande de l'oscillateur)
Oscillator control voltage loop

13

Découplage de l'oscillateur
Oscillator decoupling

14

Branchement du condensateur d'accord de l'oscillateur
Tuning oscillator capacitor

15

Tension de commande de l'oscillateur
Oscillator control voltage

16

Masse
Ground

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
ELECTRICAL CHARACTERISTICS
 $T_{amb} = 25^{\circ}C$ $V_{CC} = 12V$

 (Sauf indications contraires)
 (Unless otherwise stated)

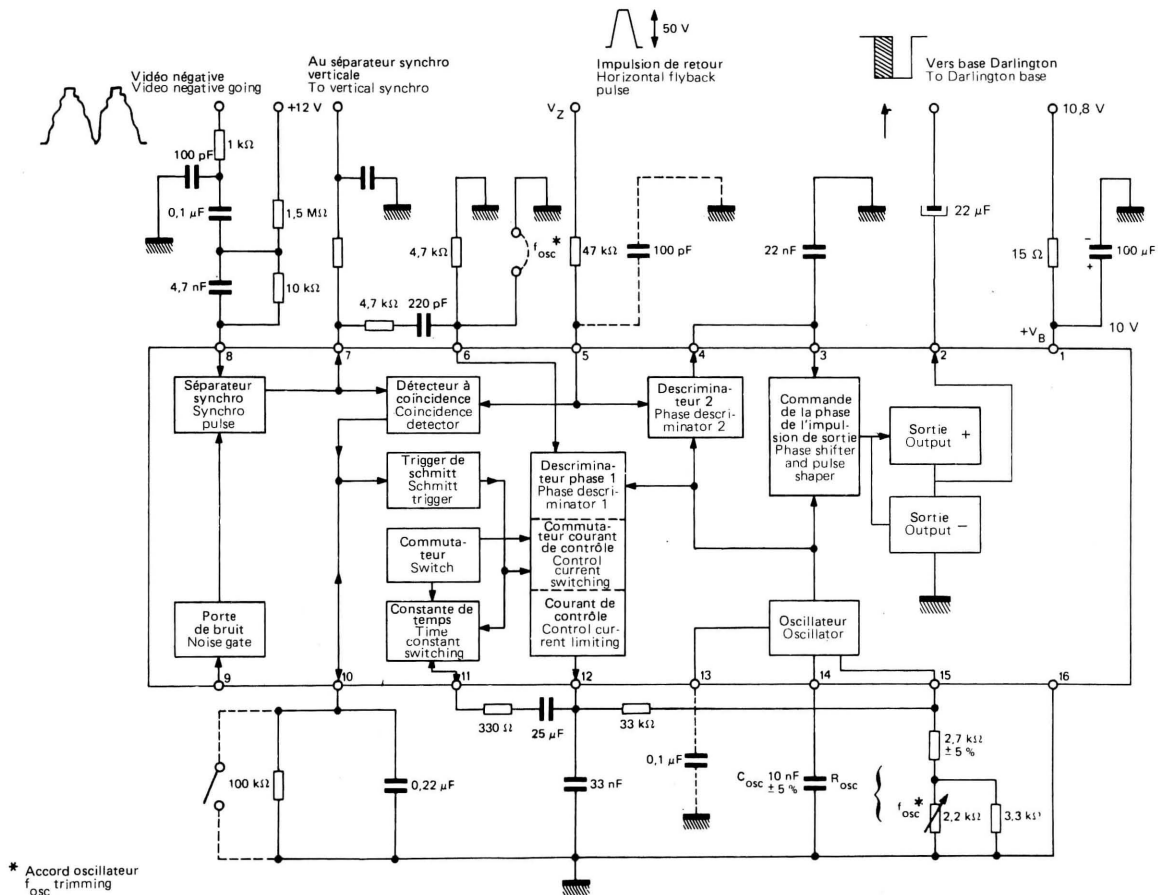
PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	SYMBLES SYMBOLS	BROCHE PIN	MIN.	TYP.	MAX.	UNITES UNITS
Entrées Inputs							
Signal vidéo Video signal							
Tension d'entrée (impulsions de synchro positives) Input voltage (positive synchro pulse)		V_I	8 - 16	1	3	7	V
Courant d'entrée Input current		I_I	8			0,2	mA
Impulsion de retour de lignes positives Flyback pulse							
Courant d'entrée Input current		I_I	5	0,1	1	2	mA
Tension d'entrée Input voltage		V_I	5 - 16		$\pm 0,8$		V
Impédance d'entrée Input impedance		Z_I	5 - 16		0,4		k Ω
Porte de bruit Noise gate							
Courant d'entrée Input current		I_I	9		20		μA
Input voltage Tension d'entrée		V_I	9 - 16		0,7		V
Sortie synchro Synchro output							
Impulsions de synchro positives Positive synchro pulse							
Tension de sortie Output voltage		V_O	7 - 16	9	10		V
Impédance de sortie sur le front avant Output impedance on rise time		Z_O	7 - 16		50		Ω
Impédance de sortie sur le front arrière Output impedance on fall time		Z_O	7 - 16		2,2		k Ω
Impulsions de commande du transistor de balayage Control pulses for deflection transistor							
Courant positif de sortie Positive output current	$V_{CC} = 10V$	$+I_O$	2 - 16		50	100	mA
Courant négatif de sortie Negative output current	$V_{CC} = 10V$	$-I_O$	2 - 16	300			mA
Impédance de sortie positive Positive output impedance	$V_{CC} = 10V$	$+R_O$	2 - 16			20	Ω
Impédance de sortie négative Negative output impedance	$V_{CC} = 10V$	$-R_O$	2 - 16			5	Ω
Durée des impulsions de sortie ajustable par V ₃ - 16 Output pulse duration adjust by V ₃ - 16		t_p	2 - 16	16		32	μs

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	SYMBOLES SYMBOLS		MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Commande de la phase des impulsions retour de lignes Flyback pulse phase control Retard acceptable entre l'impulsion de sortie et l'impulsion de retour de lignes Delay accepted between output pulse and flyback pulse				0 15	μ s
Courant de sortie pendant l'impulsion de retour de lignes I_4 Output current during flyback pulse		I_O		$\pm 0,5$	mA
Oscillateur de lignes (non synchronisé) Line oscillator (no synchronized) pour 625 lignes for 625 lines				15625 $\pm$ 5 %	Hz
pour 819 lignes for 819 lines				20475 $\pm$ 5 %	Hz
A la coupure de la tension d'alimentation non synchronisé At supply cut-off, without synchronized pour 625 lignes for 625 lines				15625 $\pm$ 10 %	Hz
pour 819 lignes for 819 lines				20475 $\pm$ 10 %	Hz
Asservissement de phase entre l'oscillateur et les impulsions de synchro Phase control between oscillator and synchro pulse Sur émission With emission Plage de capture Pull-in range				± 1	kHz
Plage de maintien Keep in range				± 1	kHz
Sensibilité Sensibility		S		3	kHz/ μ s
Sur magnétoscope With magnetoscope Plage de maintien Keep in range				± 350	Hz
Plage de capture Pull-in range				± 350	Hz
Sensibilité Sensibility		S		± 1	kHz/ μ s

CARACTERISTIQUES THERMIQUES
THERMAL CHARACTERISTICS

Résistance thermique (jonction-ambiante) Junction ambient thermal resistance				80	°C/W
---	--	--	--	----	------



* Accord oscillateur
 f_{osc} trimming

PARAMETERS PARAMÈTRES	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	SYMBOLS SYMBOLS	BROCHE PIN	MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Oscillateur Oscillator Dispersion de la fréquence de l'oscillateur Oscillator frequency spread	$R_{15-16} = 3,3 \text{ k}\Omega$ $C_{14-16} = 10 \text{ nF}$	Δf_O	14 - 16	$\leq 1,5$	%
Gamme de réglage de la fréquence de l'oscillateur Oscillator frequency range	fig. 1 fig. 2	Δf_O	14 - 16	± 5	%
Position de la phase Phase position Dispersion de la phase entre le front avant de l'impulsion de synchronisation et le milieu de l'impulsion de retour (flyback) Phase spread between front end synch pulse and flyback pulse center	fig. 1	Δt	6 - 16 5 - 16	$\leq \pm 0,4$	μs

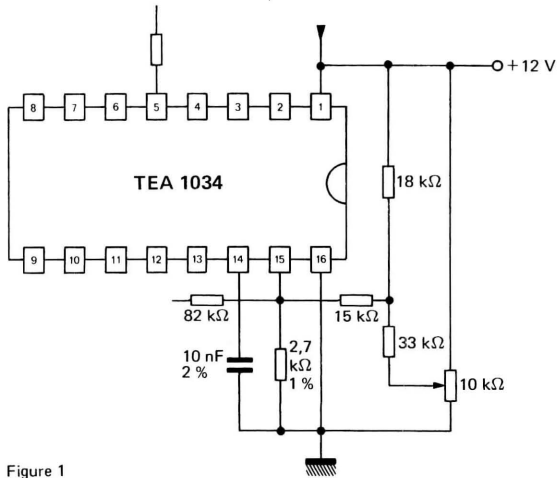
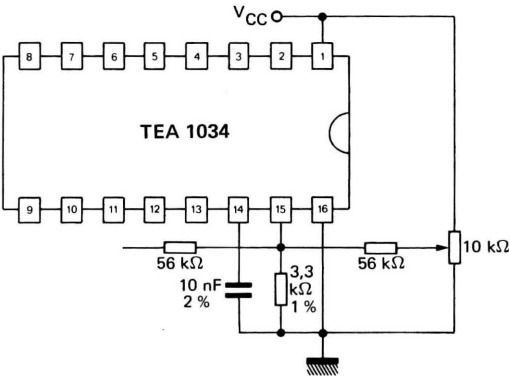


Figure 1

TEA 1034

APPLICATION : NORMES EUROPEENNES 625 LIGNES
APPLICATION : EUROPEAN STANDARD 625 LINES



Réglage : $\Delta_f = \pm 5\%$
Control

Figure 2

APPLICATION : NORMES FRANCAISES 625 - 819 LIGNES
APPLICATION : FRENCH STANDARD 625 - 819 LINES
Changement progressif 625 819 lignes
Progressive change 625 819 lines

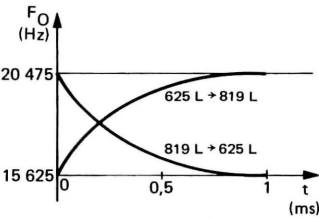
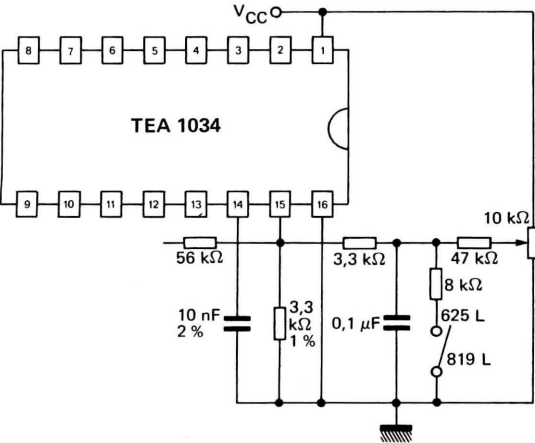


Figure 3

TEA 1034

SCHEMA D'APPLICATION

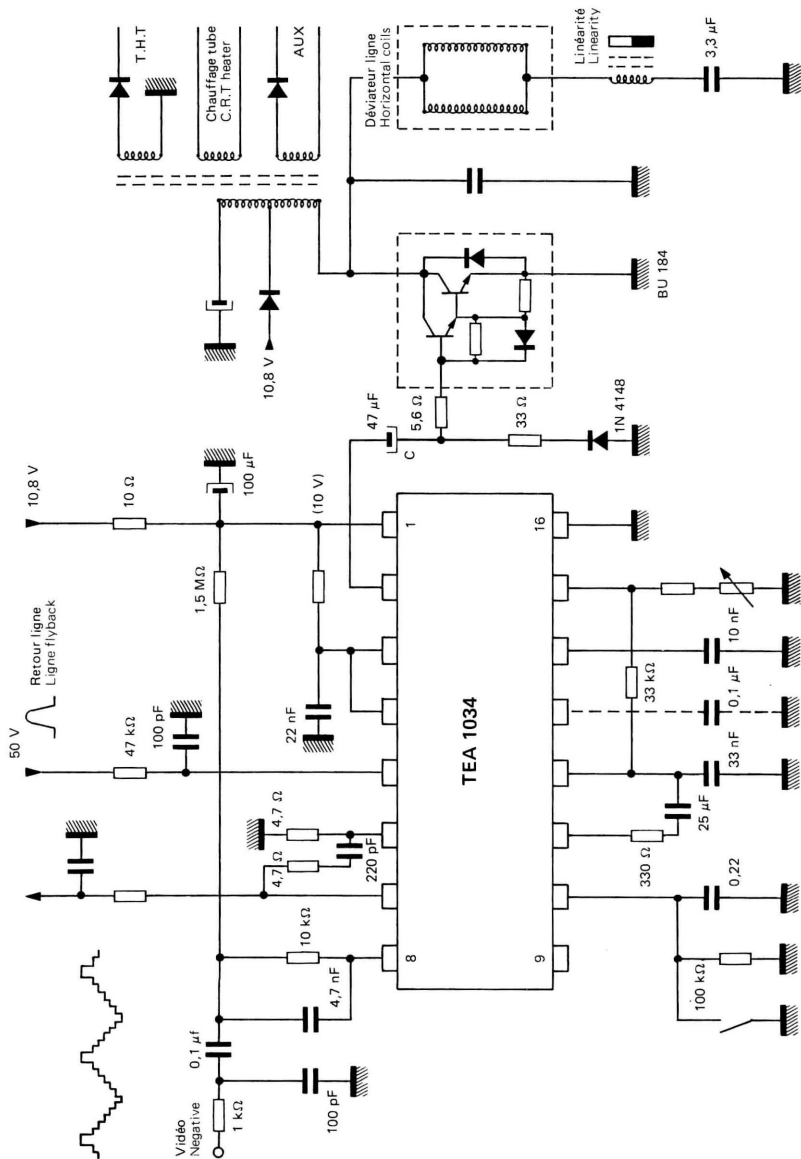
APPLICATION SCHEMA

DARLINGTON ligne noir et blanc piloté à partir d'un TEA 1034

Horizontal deflection circuit for black and white TV set

Montage préconisé assurant la sécurité du DARLINGTON en cas d'arrêt de l'oscillateur

Recommended circuit providing power stage safety in case of oscillator failure.



APPLICATION (suite)

APPLICATION (continued)

Courant positif délivré à la base en fin d'allier
Positive base current at the end of conduction time

40 mA

Courant négatif d'extraction
Negative peak base current

300 mA

V_{CC} aux bornes du C.I
Voltage supply across the I.C

10 V

Courant total
Total current

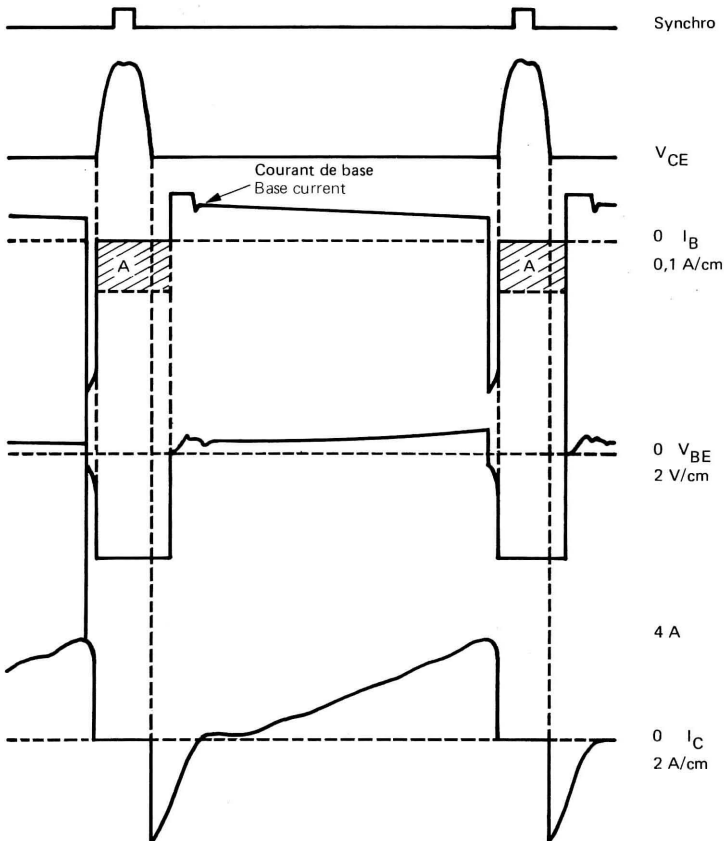
75 mA

Puissance totale absorbée
Overall dissipated power

750 mW

Puissance dissipée dans le C.I
Power in the I.C

470 mW



Formes d'ondes du DARLINGTON lignes
Wave forms of the signal in the output stage

Le courant positif de base à la fin du temps de conduction est ajusté par la résistance R. Le courant traversant la résistance R correspond à l'aire achurée A.

The positive base current at the end of the conduction time is ajusted by R resistor. The current in R corresponds to the A aera.

Notes

AMPLI FI TELEVISION AVEC DEMODULATEUR ET CAF
IF AMPLIFIER WITH DEMODULATOR AND AFC

Le TDA2541 est un amplificateur FI et démodulateur AM pour les récepteurs TV équipés de tuner PNP. Il est prévu pour la réception des standards CCIR à modulation négative.

Il comprend les fonctions suivantes :

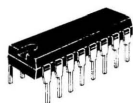
- Ampli à gain commande
- Démodulateur synchrone
- Inverseur de parasites
- Préampli vidéo avec protection contre le bruit
- Circuit CAF déconnectable
- CAG avec porte de bruit
- Sortie CAG pour la partie HF (tuner PNP)
- Inhibition possible de la sortie vidéo (reproduction VCR)

The TDA2541 is an i.f. amplifier and AM demodulator circuit for colour and black and white television receivers using p.n.p tuners. It is intended for reception of negative modulation CCIR standard.

It incorporates the following functions :

- Gain controlled amplifier
- Synchronous demodulator
- White spot inverter
- Video preamplifier with noise protection
- Switchable AFC
- AGC with noise gating
- Tuner AGC output (PNP tuner)
- Provision for video output inhibition (VCR play back)

CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

BOITIER CB-79
Case

Tension d'alimentation 12 V typ.
Supply voltage

Courant d'alimentation 50 mA typ.
Supply current

Tension d'entrée FI à : $f = 38,9 \text{ MHz}$; $100 \mu\text{V}_{\text{eff typ.}}$
 I.F. input voltage at : $f = 38,9 \text{ MHz}$; $100 \mu\text{V}_{\text{eff typ.}}$

Tension de sortie vidéo 3 Vpp typ.
Video output voltage

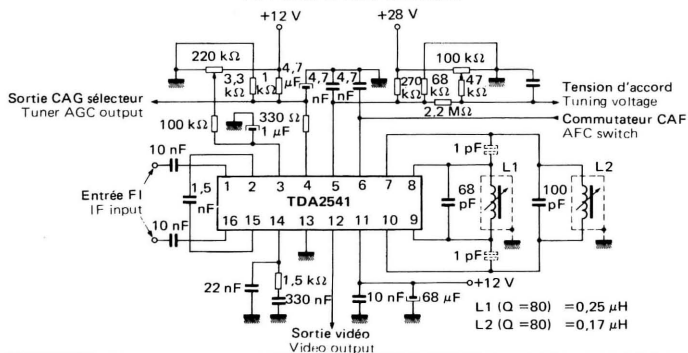
Plage de contrôle du gain en tension FI 64 dB typ.
I.F. voltage gain control range

Rapport signal/bruit à : $V_I = 10 \text{ mV}$; 58 dB typ.
Signal to noise ratio at :

Excursion de la tension de c.a.f. en sortie pour : $\Delta f = 100 \text{ kHz}$
A.F.C. output voltage swing for : 10 V min.

SCHEMA D'APPLICATION

APPLICATION CIRCUIT



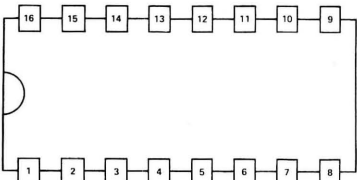
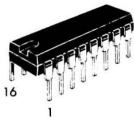
VALEURS LIMITES ABSOLUES
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(limites absolues selon publication CEI 134)
(According to IEC 134 regulation)

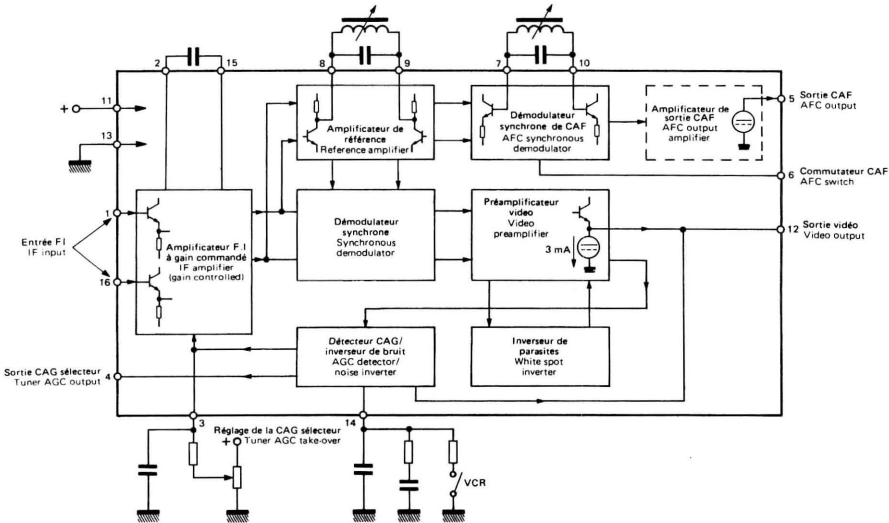
Tension d'alimentation Supply voltage	max.	V(11-13)	13,8	V
Tension de c.a.g. du tuner Tuner a.g.c voltage	max.	V(4-13)	12	V
Puissance dissipée Power dissipation	max.	P _{tot}	900	mW
Température de stockage Storage temperature	min. max.	T _{stg}	-55 +125	°C °C
Température ambiante de fonctionnement Operating ambient temperature	min. max.	T _{amb}	-25 +60	°C °C

BROCHAGE (Vue de dessus)
PIN CONFIGURATION (Top view)

BOITIER CB-79
Case



SCHEMA BLOC
BLOCK DIAGRAM



CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$; $V(11-13) = 12\text{ V}$

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLIS SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITES UNITS
Gamme de tension d'alimentation Supply voltage range	V(11-13)		10,2	12	13,8	V
Courant d'alimentation Supply current	I_{11}			50		mA
Tension d'entrée FI au début de c.a.g IF input voltage for onset of a.g.c	V(1-16) _{eff}	$f = 38,9\text{ MHz}$		85		μV
Tension d'entrée maximum Max input voltage				140		mV
Tension de sortie vidéo Video output voltage	V(12-13)			3		V _{pp}
Impédance d'entrée différentielle Differential input impedance	Z(1-16)			2		k Ω
Niveau de sortie en l'absence du signal Zero signal output level	V(12-13)		5,7	6	6,3	V
Niveau du fond de synchro en sortie Top synchro output level	V(12-13)		2,9	3,07	3,2	V
Variation de la tension de sortie de CAF AFC output voltage swing	V(5-13)	$\Delta f = 100\text{ kHz}$	10	11		V
Plage de commande de la CAG - FI IF voltage gain control range	ΔG_v			64		dB
Rapport signal/bruit (1) Signal to noise ratio	S_N	$V_I = 10\text{ mV}$		58		dB
Bande passante de l'amplificateur vidéo (à -3 dB) Bandwidth of video amplifier (-3 dB)	B			6		MHz
Gain différentiel Differential gain	G			4	10	%
Phase différentielle Differential phase	ϕ			2	10	%
Résidu de porteuse à la sortie vidéo Carrier signal at video output	V(12-13) _{RMS}	$V_I = 10\text{ mV}$		4	10	mV
Résidu d'harmonique 2 à la sortie vidéo 2nd harmonic of carrier at video output	V(12-13) _{RMS}	$V_I = 10\text{ mV}$		20	40	mV
Variation de la fréquence déterminant une excursion de la tension de sortie CAF de 10 V Change of frequency at AFC output voltage swing of 10 V	Δf			100	200	kHz
Intermodulation à 1,1 MHz (bleu) (2) Intermodulation at 1,1 MHz (blue)			46	60		dB
Intermodulation à 1,1 MHz (jaune) (2) Intermodulation at 1,1 MHz (yellow)			46	50		dB
Intermodulation à 3,3 MHz (3) Intermodulation at 3,3 MHz			46	54		dB
Niveau de coupure du CAF (CAF hors service = niveau bas) AFC switches off (AFC = low level)	V(6-13)				2,5	V

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Note 1 : Voir figure 1
See waveform 1

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Niveau de coupure de la sortie vidéo (VCR = niveau bas) VCR switches off (VCR = low level)	V(14-13)		1,1	V
Seuil d'action de l'inverseur de parasites blancs White spot inverter threshold level (note 1)			6,6	V
Niveau d'insertion de l'inverseur de parasites White spot insertion level (note 1)			4,7	V
Seuil d'action de l'inverseur de bruit Noise inverter threshold level (note 1)			1,8	V
Niveau d'insertion de l'inverseur de bruit Noise insertion level (note 1)			3,8	V
Gamme du courant de sortie CAG sélecteur Tuner AGC output current range	I(4)		0 → 10	mA
Tension de sortie CAG sélecteur Tuner AGC output voltage	V(4-13)	I(4) = 10 mA	0,3	V
Courant de fuite à la sortie CAG sélecteur Tuner AGC output leakage current	I(4)	V(14-13) = 11V V(4-13)=12 V	15	μA

$$(1) S_N = \frac{V_O \text{ (noir à blanc)} \text{ (black to white)}}{V_{\text{typ. eff}} \text{ à } B = 5 \text{ MHz}}$$

$$(2) 20 \log. \frac{V_O \text{ à } 4,4 \text{ MHz}}{V_O \text{ à } 1,1 \text{ MHz}}$$

$$(3) 20 \log. \frac{V_O \text{ à } 4,4 \text{ MHz}}{V_O \text{ à } 3,3 \text{ MHz}}$$

Fig. 1 — SIGNAL DE SORTIE VIDEO AVEC LES SEUILS D'ACTION DES INVERSEURS DE PARASITES ET DE BRUIT
VIDEO OUTPUT WAVEFORM SHOWING WHITE SPOT AND NOISE INVERTER THRESHOLD LEVELS

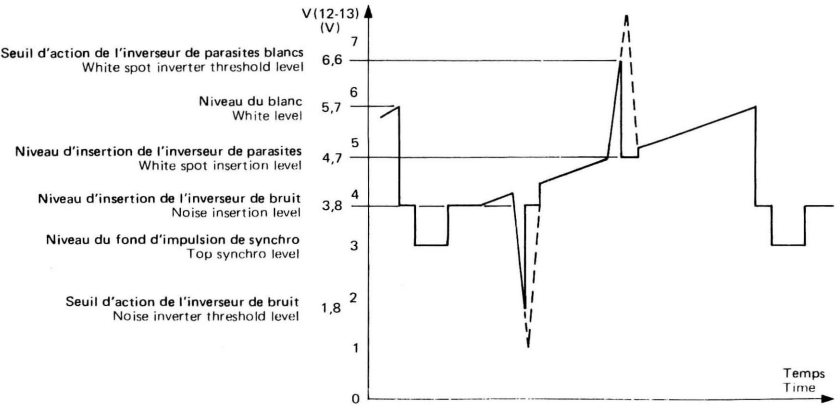


Fig. 2 — CONDITIONS D'ENTREE POUR LES MESURES D'INTERMODULATION
INPUT CONDITIONS FOR INTERMODULATION MEASUREMENTS

Barres couleurs standard (75 % contraste - standard CCIR - système PAL)
Standard colour bar with 75 % contrast

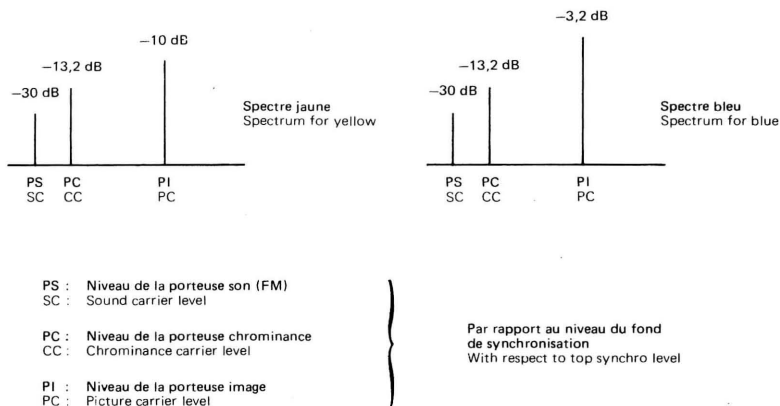


Fig. 3 — CIRCUIT DE MESURE D'INTERMODULATION
TEST SET-UP FOR INTERMODULATION

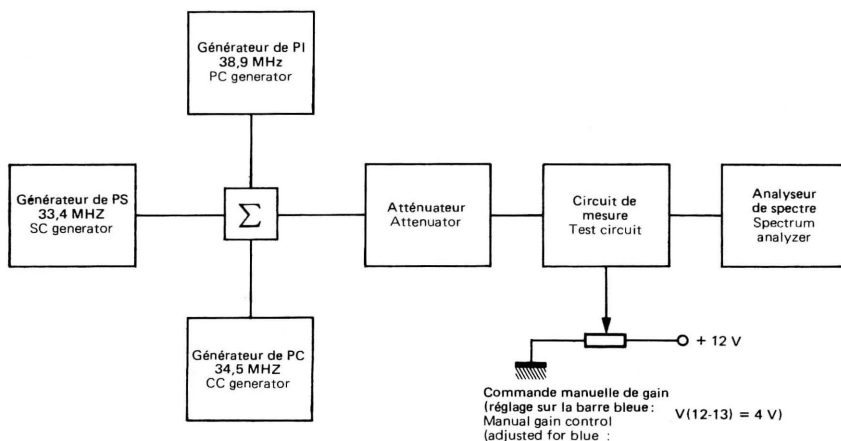


Fig. 4 — TENSION DE SORTIE CAF V(5-13) EN FONCTION DE LA FREQUENCE
AFC VOLTAGE VERSUS FREQUENCY V(5-13)

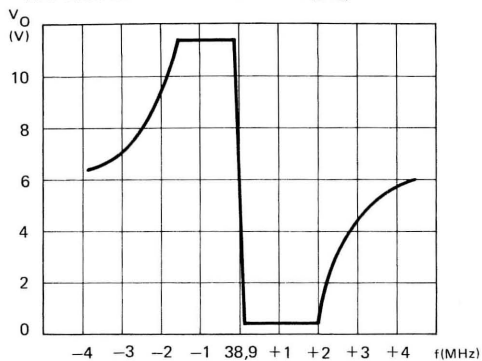


Fig. 5 — TENSION DE SORTIE CAF V(5-13) EN FONCTION DE LA FREQUENCE
AFC VOLTAGE VERSUS FREQUENCY V(5-13)

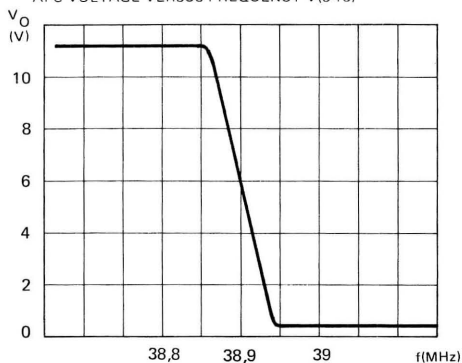
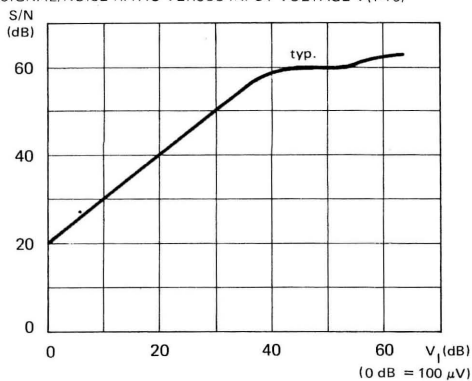


Fig. 6 — RAPPORT SIGNAL/BRUIT EN FONCTION DE LA TENSION D'ENTREE V(1-16)
SIGNAL/NOISE RATIO VERSUS INPUT VOLTAGE V(1-16)




AMPLI FI TELEVISION AVEC DEMODULATEUR ET CAF
 IF AMPLIFIER WITH DEMODULATOR AND AFC

Le TDA2542 est un amplificateur FI et démodulateur AM pour les récepteurs TV équipés de tuner PNP. Il est prévu pour la réception des standards aux normes françaises à modulation positive.

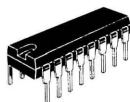
Il comprend les fonctions suivantes :

- Ampli à gain commandé
- Démodulateur synchrone
- Préampli vidéo
- Circuit CAF déconnectable
- CAG
- Sortie CAG pour la partie HF (tuner PNP)

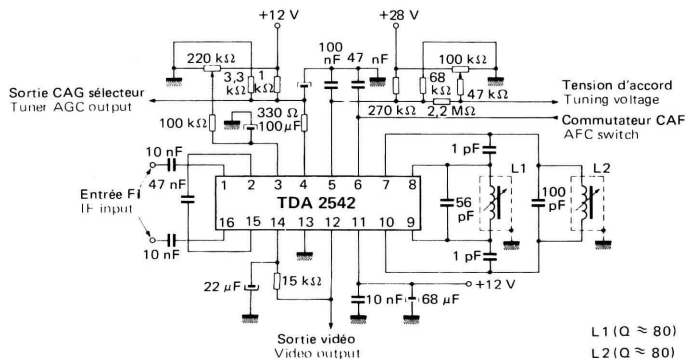
The TDA2542 is an i.f. amplifier and AM demodulator circuit for colour and black and white television receivers using p.n.p tuners. It is intended to reception positive modulation for french standard.

It incorporates the following functions :

- Gain controlled amplifier
- Synchronous demodulator
- Video preamplifier
- Switchable AFC
- AGC
- Tuner AGC output (PNP tuner)

BOITIER CB-79
 CASE

CARACTERISTIQUES PRINCIPALES
 MAIN FEATURES

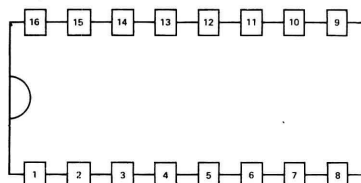
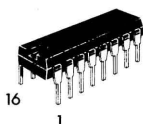
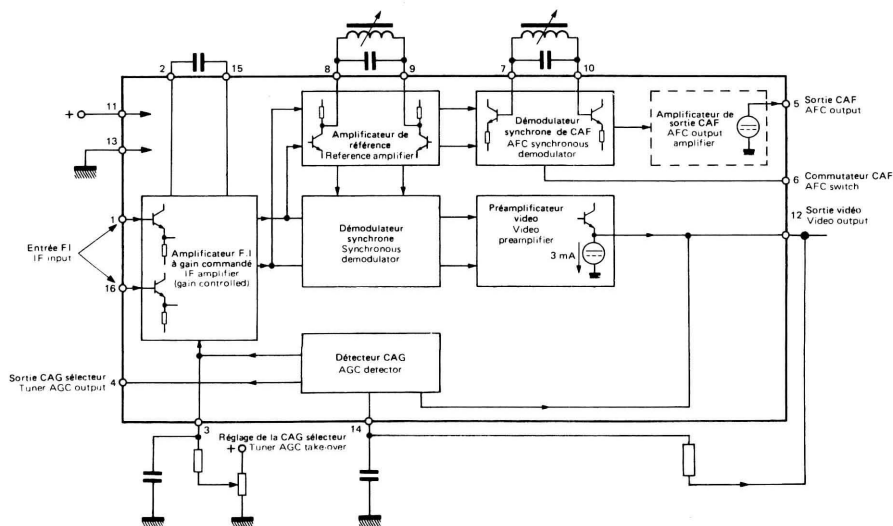
- Tension d'alimentation Supply voltage 12 V typ.
- Courant d'alimentation Supply current 50 mA typ.
- Tension d'entrée FI à : IF input voltage at : $f = 32,7 \text{ MHz}$; $100 \mu\text{V}_{\text{eff typ.}}$
- Tension de sortie vidéo Video output voltage 3 Vpp typ.
- Plage de contrôle du gain en tension FI IF voltage gain control range 64 dB typ.
- Rapport signal/bruit à : $V_I = 10 \text{ mV}$; 58 dB typ.
- Excursion de la tension de c.a.f en sortie pour : $\Delta f = 100 \text{ kHz}$
 A.F.C output voltage swing for : 10 V min.

SCHEMA D'APPLICATION
 APPLICATION CIRCUIT


VALEURS LIMITES ABSOLUES
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

 (limites absolues selon publication CEI 134)
 (According to IEC 134 regulation)

Tension d'alimentation Supply voltage	max.	V(11-13)	13,8	V
Tension de c.a.g du sélecteur Tuner a.g.c voltage	max.	V(4-13)	12	V
Puissance dissipée Power dissipation	max.	P_{tot}	900	mW
Température de stockage Storage temperature	min. max.	T_{stg}	-55 +125	°C °C
Température ambiante de fonctionnement Operating ambient temperature	min. max.	T_{amb}	-25 +60	°C °C

BROCHAGE (Vue de dessus)
PIN CONFIGURATION (Top view)
BOITIER CB-79
 Case

SCHEMA BLOC
BLOCK DIAGRAM


CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
ELECTRICAL CHARACTERISTICS
 $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C} ; V(11-13) = 12\text{ V} ; f = 32,7\text{ MHz}$

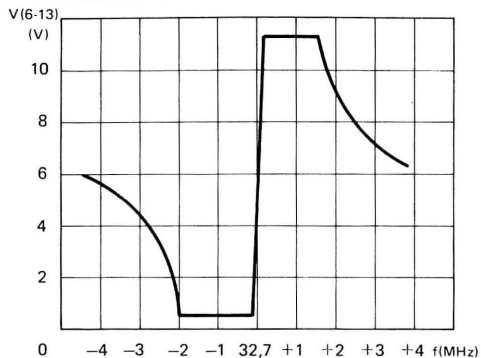
PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Gamme de tension d'alimentation Supply voltage range	V(11-13)		10,2 12 13,8	V
Courant d'alimentation Supply current	I(11)		50	mA
Tension d'entrée FI au début de c.a.g IF input voltage for onset of a.g.c	V(1-16) _{eff}	f = 32,7 MHz	85	μV
Tension d'entrée maximum Max input voltage			140	mV
Tension de sortie vidéo Video output voltage	V(12-13)		3	V _{pp}
Impédance d'entrée différentielle Differential input impedance	Z(1-16)		2	kΩ
Niveau de sortie en l'absence du signal Zero signal output level	V(12-13)		2,9	V
Variation de la tension de sortie de CAF AFC output voltage swing	V(5-13)	Δf = 100 kHz	10 11	V
Plage de commande de la CAG - FI IF voltage gain control range	ΔG _v		64	dB
Rapport signal/bruit (1) Signal to noise ratio	S _N	V _I = 10 mV	58	dB
Bande passante de l'amplificateur vidéo (à -3dB) Bandwidth of video amplifier (-3dB)	B		6	MHz
Gain différentiel Differential gain	G		4 10	%
Phase différentielle Differential phase	φ		2 10	%
Résidu de porteuse à la sortie vidéo (2) Carrier signal at video output	R _p	V _I = 10 mV	58	dB
Résidu d'harmonique 2 à la sortie vidéo (3) 2nd harmonic of carrier at video output	R ₂	V _I = 10 mV	44	dB
Variation de la fréquence déterminant une excursion de la tension de sortie CAF de 10 V Change of frequency at AFC output voltage swing of 10 V	Δf		100 200	kHz
Tension de référence du détecteur de CAG Reference voltage of AGC detector	V(14)		3,9	V
Gamme du courant de sortie CAG sélecteur Tuner AGC output current range	I(4)		0 → 10	mA
Tension de sortie CAG sélecteur Tuner AGC output voltage	V(4-13)	I(4) = 10 mA	0,3	V
Courant de fuite à la sortie CAG sélecteur Tuner AGC output leakage current	I(4)	V(14-13) = 11 V V(4-13) = 12 V	15	μA

$$(1) S/N = \frac{V_S \text{ (noir à blanc)}}{V_N \text{ eff at } B = 5 \text{ MHz}}$$

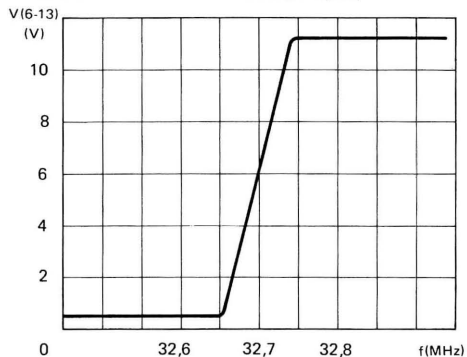
$$(2) R_p = 20 \log. \frac{V_S \text{ CC}}{V_S (32,7 \text{ MHz})}$$

$$(3) R_2 = 20 \log. \frac{V_S \text{ CC}}{V_S (65,4 \text{ MHz})}$$

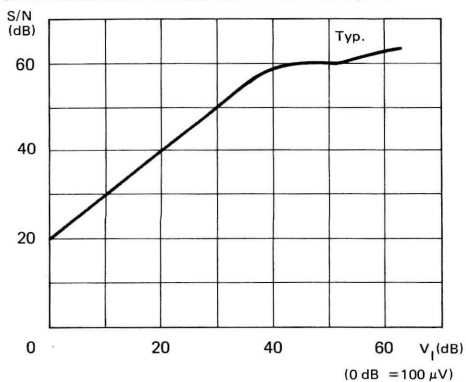
TENSION DE SORTIE CAF V(5-13) EN FONCTION DE LA FREQUENCE
AFC VOLTAGE VERSUS FREQUENCY V (5-13)



TENSION DE SORTIE CAF V(5-13) EN FONCTION DE LA FREQUENCE
AFC VOLTAGE VERSUS FREQUENCY V(5-13)



RAPPORT SIGNAL/BRUIT EN FONCTION DE LA TENSION D'ENTREE V(1-16)
SIGNAL/NOISE RATIO VERSUS INPUT VOLTAGE V(1-16)

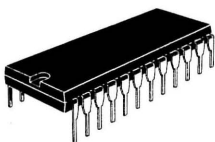



**COMPLETE CHROMA PROCESSING
FOR SECAM COLOR T.V SETS**
PRELIMINARY DATA

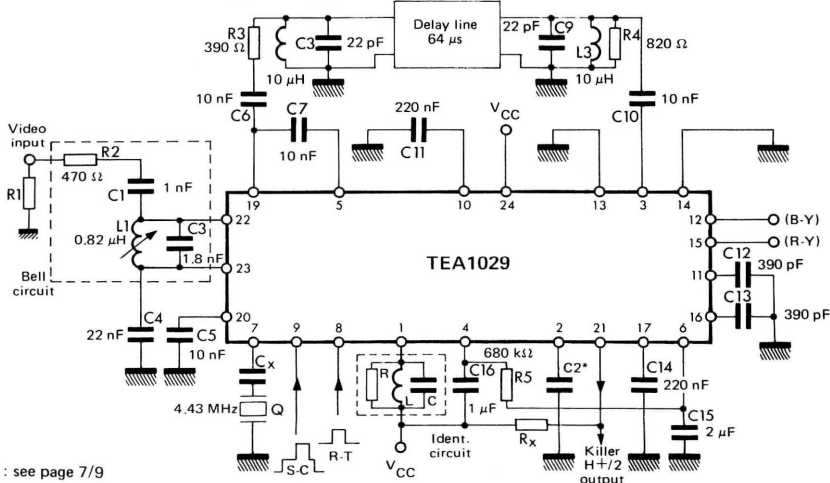
The monolithic integrated circuit TEA 1029 is the chroma part of a new SECAM decoder concept. It includes all the required functions to obtain (R-Y) and (B-Y) signals, without any adjustment of DC black levels.

The main functions are :

- Chroma amplifier with AGC
- Permutator
- PLL demodulator (quartz controlled)
- Identification and killer circuit
- Automatic output switch system.

CASE CB-68

MAIN FEATURES

- No trimming
- Few external components
- No time or temperature dependant drift
- Line or frame identification or both
- Compatibility with TDA3510 for complete PAL-SECAM decoder with automatic switching

TYPICAL APPLICATION : SECAM DECODER


The monolithic integrated circuit TEA1029 is the chroma part of a new SECAM decoder concept. It includes all the required functions to obtain (R-Y) and (B-Y) signals.

The main functions can be summarized as follows :

Chroma amplifier with AGC

The AGC, time constant programmable by an external capacitance, is very short ($< 0.5 \mu s$), this characteristic permits to suppress parasitic amplitude modulations while obtaining a sinusoidal output signal.

Applied to the delay-line, it gives the minimum of parasitic effects due to reflections.

Furthermore the use of the AGC concept, improves the noise characteristics of the circuit.

Permutator

Receiving on the two inputs the direct chroma signal from chroma amplifier, and the delayed chroma signal after the delay line. Giving on the two outputs the selected chroma signal referring to Red path for one output, and Blue path for the other.

PLL demodulators

The discriminator uses two PLL's : PLL1 for (B-Y) and PLL2 for (R-Y) signals.

The reference signal, coming from the 4.43 MHz oscillator is applied to each PLL during the frame retrace. By means of a control loop, the central frequency of each PLL is maintained at 4.43 MHz. So the demodulation coefficient of each PLL is closely controlled.

The circuit generates 3 precise voltages reference V_{R2} , V_{R1} , V_Z .

The relative values of this voltages are corresponding to the ratios between the frequencies 4.43 MHz, $F_{OR} = 4.406$ MHz and $F_{OB} = 4.25$ MHz.

During the insertion of the 4.43 MHz reference (frame retrace), the output voltage of PLL1 is locked on V_{R2} so that during the frame, the output voltage will be V_Z , when the chroma signal frequency will be equal to F_{OB} .

The same process is used for PLL2, and gives an output voltage V_Z for a chroma signal frequency of F_{OR} .

At the output of each PLL a switch inserts the voltage V_Z during line retrace, frame retrace, and when the killer is operating in absence of Secam transmission. This voltage is used by the video processor as DC voltage reference.

Identification and killer circuit

The chroma signal, coming from the chroma amplifier, is applied to a tuned circuit which center frequency is 4.13 MHz. The resulting signal, depending on the amplitude difference between $F_{O\text{ blue}} = 4.25$ MHz and $F_{O\text{ red}} = 4.4$ MHz, is measured during the identification window. The result gives the identification information.

This measurement, can be made during line burst (line identification), during frame retrace time (frame identification), or both, depending on amplitude of Sand Castle pulse and frame pulse.

The identification and killer time constant are separately programmable by the mean of two external capacitors so that the identification t.c. can be very short, less than 1 ms.

Automatic output switch system

The output signals (R-Y) and (B-Y) are switched automatically on a DC reference corresponding to F_{OR} for R-Y and F_{OB} for B-Y :

- When there is no SECAM identification at the input
- During the line retrace (low part of the Sand Castle)
- During the frame retrace

An inhibit pin switches in open circuit automatically the (R-Y) (B-Y) outputs. For example in PAL, SECAM this pin must be connected to the PAL killer output ; when there is PAL transmission the two outputs are not connected into the SECAM circuit.

When the SECAM subcarrier burst is absent of the chroma input, the delay line amplifier is disconnected of the pin 19. Therefore, the delay line is available for the PAL decoder circuit ; simultaneously the SECAM killer signal is available.

This IC is intended to work in conjunction with the video circuit TEA1030 from DSC, in order to realize a complete SECAM decoder and video processing.

Using in addition the TDA3510 it is possible to build a high performance PAL-SECAM decoder.

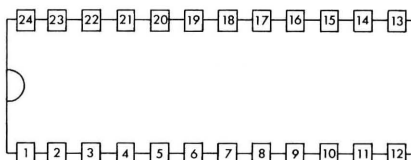
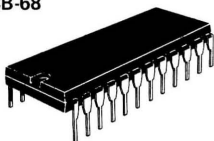
The TEA1029 is encapsulated in plastic package DIL 24.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETERS	SYMBOLS	PINS	VALUES	UNITS
Supply voltage	V_{CC}	Pin 24	16	V
Other max., voltage on any pin		Others	V_{CC}	
Storage temperature	T_{stg}		-25 + 125	°C

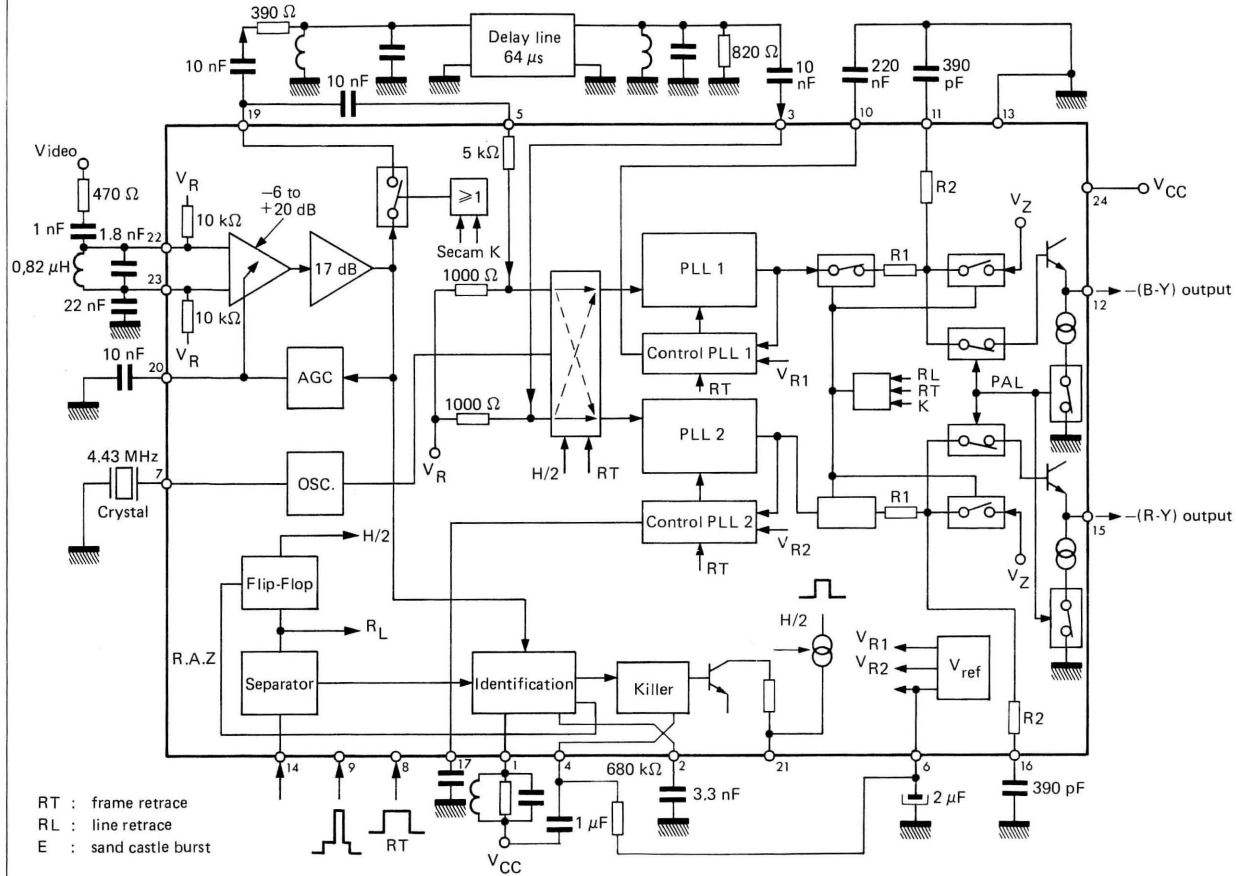
PIN CONFIGURATION

Case : CB-68



1	Identification circuit L.C	13	Ground
2	Identification time constant	14	Inhibit input
3	Delayed chroma input	15	(R-Y) output
4	Killer time constant	16	(R-Y) desaccentuation
5	Direct channel	17	Control PLL2
6	Voltage reference decoupling	18	Not to be used
7	Crystal	19	Chroma signal output
8	Frame retrace input	20	AGC decoupling
9	Sand Castle input	21	Killer output + H/2 output
10	Control PLL1	22	Input chroma - signal
11	(B-Y) desaccentuation	23	Input chroma - signal
12	(B-Y) output	24	V_{CC}

BLOCK DIAGRAM



OPERATING CHARACTERISTICS $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$

Unless otherwise stated

Referred to the application circuit

 $V_{CC} = 12\text{ V}$

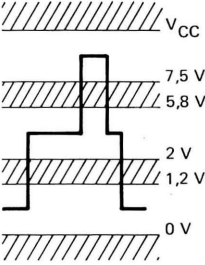
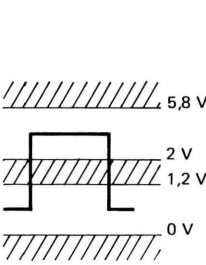
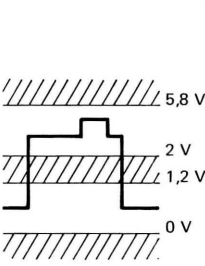
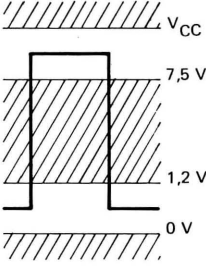
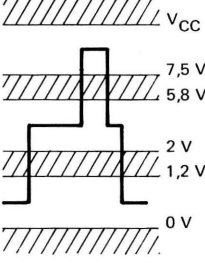
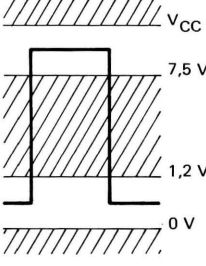
PARAMETERS	SYMBOLS	TEST CONDITIONS	PINS	VALUES			UNITS
				MIN.	TYP.	MAX.	
Supply voltage	V_{CC}		24	10.8	12	15	V
Quiescent drain current	I_{CC}		24			60	mA
Chroma part							
Input voltage	V_e	Differential measurement	22 & 23	20	200	400	mVPP
Input impedance	R_e		22 & 23		10		$k\Omega$
Input capacitance	C_e		22 & 23		3		pF
Input voltage range for a constant output signal	V_e	$V_S = 1.2\text{ VPP}$	23	-6		+20	dB
Output chroma voltage	V_s		19		1.2		VPP
Input level for external oscillator			7		200		mVPP
Input delayed signal			3		200		mVPP
Input delayed impedance					1		$k\Omega$
Input direct channel signal			5		1.2		VPP
Input impedance direct channel					6		$k\Omega$
Demodulator part							
Desaccentuation circuit							
R2			11 & 16	-7%	3.2	+7%	$k\Omega$
R1			11 & 16	-7%	1.6	+7%	$k\Omega$
R1/R2				-1%	2	+1%	
Demodulation characteristics							
G1 = -(B-Y)			12	-10%	-3	+10%	V/MHz
G2 = -(R-Y)			15	-10%	2	+10%	V/MHz
G1/G2				-3%	-1.53	+3%	V/MHz
-(R-Y) -(B-Y) outputs							
DC output voltage			15 & 12		5		V
Output offset DC							
Voltage during line retrace			15 & 12		5		V
Output							
HF residual			15 & 12		10		mV/RMS
Rise time			15 & 12			0.4	μs
Fall time						0.4	μs
Output linearity			15 & 12		3		%
Reference voltage			6		5.7		V

OPERATING CHARACTERISTICS (Continued)

PARAMETERS	SYMBOLS	TEST CONDITIONS	PINS	VALUES			UNITS
				MIN.	TYP.	MAX.	
Sand Castle input							
Lower threshold corresponding to the line retrace			9		1.5		V
Higher threshold (burst pulse)					6.8		V
Input current		V(9) = 0 V V(9) = 12 V	9		-50	5	μ A
							μ A
Inhibition input threshold for PAL SECAM application *			14		6.8		V
Frame retrace input			8				
High level threshold		Line identification only			1.5		V
		Frame identification or line + frame			6.8		V
Low level threshold		All cases			1.5		V
Low level threshold							
Input current		V(8) = 0 V V(8) = 12 V			-50	5	μ A
							μ A
Identification voltage		Application circuit conditions	4		2		VPP
Identification current			4		0.5		mA
Killer H/2 output							
Max. positive current with no SECAM transmission			21		+5		mA
Positive current SECAM		B-Y line R-Y line			+200		μ A
					+ 10		μ A
PAL - SECAM commutation							
Output DC voltage in SECAM			19		9		V
Output DC voltage in SECAM			15 & 12		5		V
External DC voltage coming from the PAL circuit when the SECAM is in inhibit mode		V(14)= 12 V	19	0		11	V
			15 & 12	0		11	V

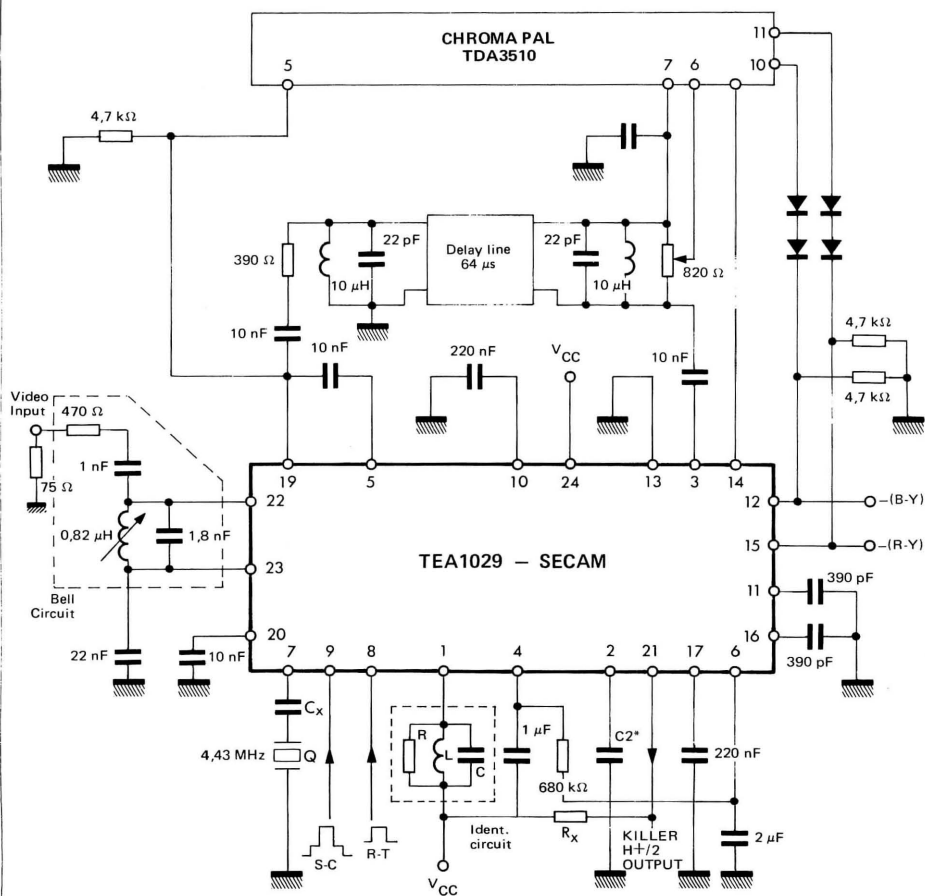
*Connect the pin 14 to ground in SECAM Operation.

PULSES FORM AND IDENTIFICATION CIRCUIT

Identification mode	Identification Tuned circuit			Identification capacitor C2	Sand Castle pulse	Frame retrace pulse
	L	C	R			
LINE Only	5,5 μ H $\pm 5\%$	270 pF $\pm 3\%$	$> 10 \text{ k}\Omega$	3,3 nF		
FRAME Only	6 μ H $\pm 10\%$	270 pF $\pm 5\%$	4,7 $\text{k}\Omega$ $\pm 20\%$	1 μ F		
LINE + FRAME	5,5 μ H $\pm 5\%$	270 pF $\pm 3\%$	$> 10 \text{ k}\Omega$	20 nF		

Pulses voltage level has to be located inside of no hatched area.

(Automatic PAL - SECAM switching)

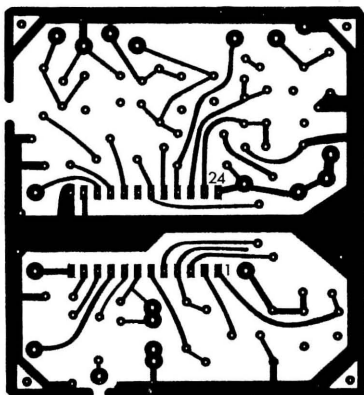


*C2 : see page 7/9

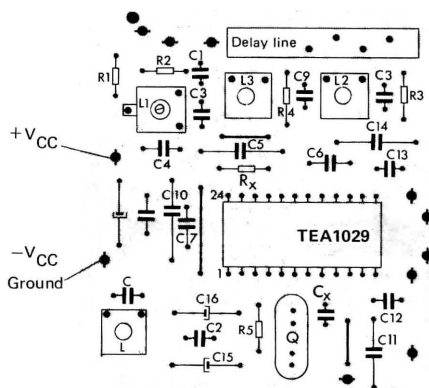
P.C BOARD AND COMPONENT LAYOUT (FOR SECAM DECODER)

(See page 1/9)

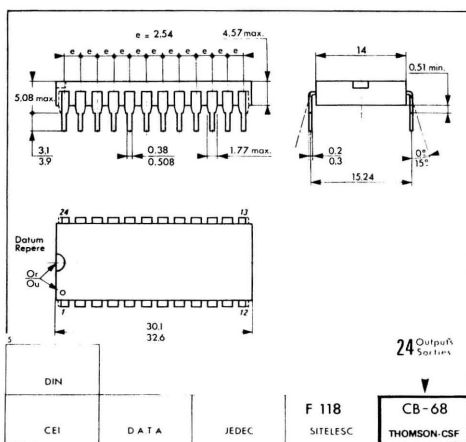
COPPER SIDE



COMPONENTS SIDE



OPTIONAL

 $R_x : R \rightarrow H/2 (\cong 10 \text{ k}\Omega)$ $C_x : \text{Crystal adjust capacity } (\cong 15 \text{ pF})$ 

Notes

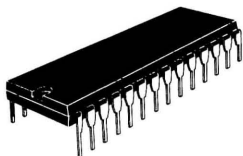
CI DE TRAITEMENT VIDEO POUR TELEVISEUR COULEUR
TV VIDEO PROCESSING I.C. FOR COLOR TV SET

NOTICE PRELIMINAIRE
PRELIMINARY DATA

Le TEA 1030 B est un nouveau processeur vidéo compatible avec tous les standards PAL/SECAM/NTSC ainsi qu'avec les dispositifs de Teletext, antiope, jeux vidéo, contrôle à distance, etc...

The TEA 1030 B is a new video processor I.C compatible with all standards PAL/SECAM/NTSC and new needs such teletext, antiope, TV games, remote control etc...

BOITIER CB-132
CASE



DONNEES PRINCIPALES
PRINCIPAL FEATURES

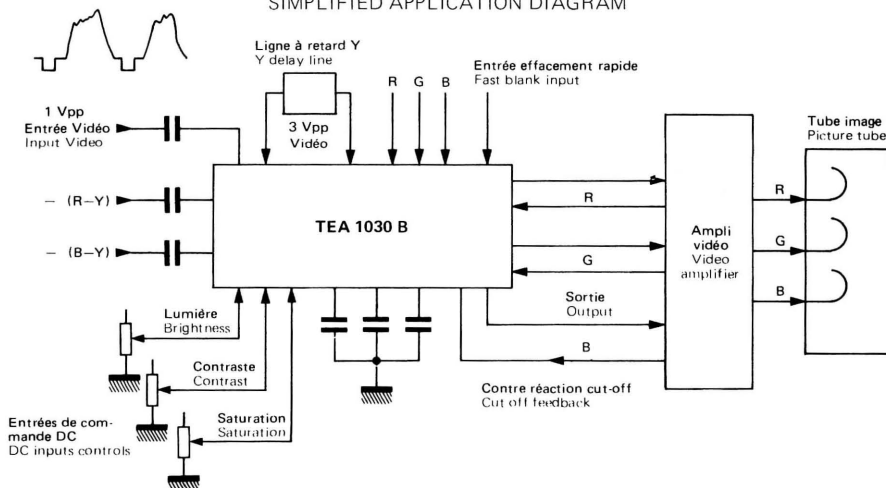
Matricage des signaux R,V,B à partir des signaux (R-Y) et (B-Y)
Matrixing of R,G,B signal from (R-Y) and (B-Y)

Contrôle électronique du contraste, de la lumière et de la saturation
Electronic control of contrast, brightness and saturation

Commutateur vidéo à 3 voies pour la sélection des signaux internes ou externes reçus en R,V,B
Three channels video switch, for selection of internal signal (broadcast) or external R,G,B information

Ajustement automatique des cut-off des trois canons
Automatic cut-off adjustment

SCHEMA D'APPLICATION SIMPLIFIE
SIMPLIFIED APPLICATION DIAGRAM



Le TEA 1030 B est compatible aux systèmes vidéo standards, pour cela, il comporte une entrée vidéo à haute impédance et à liaison capacitive prévue pour recevoir un signal positif de 1 Vpp. Le premier étage vidéo est un amplificateur inverseur (de gain -3) prévu pour attaquer les circuits de synchronisation (par exemple TDA 2593) ainsi que la ligne à retard luminance. L'entrée vidéo retardée est également à haute impédance et à liaison capacitive.

La vidéo retardée est ensuite commandée en gain par la commande de contraste avec une dynamique de 40 dB.

Le niveau continu de la luminance est asservi sur le niveau absolu du noir (niveau "cut-off") avec une plage de variation en sortie de ± 1 V en fonction de la commande de lumière. Le niveau continu est clamped à chaque début de ligne et mémorisé dans un condensateur. La luminance est ensuite envoyée sur la matrice en même temps que les signaux R-Y et B-Y.

Les entrées de différences de couleurs sont également à haute impédance et à liaison capacitive, compatibles avec les circuits démodulateurs de chrominance tels que TEA1029 pour le SECAM et TDA3510 pour le PAL. Les signaux R-Y et B-Y sont commandés en gain par la commande de saturation qui est elle-même indexée sur la commande de contraste afin de garder un coefficient de matricage constant, puis ils sont envoyés sur la matrice qui génère les signaux R, V, B.

Les étages de sortie reçoivent les signaux R, V et B issus soit de la matrice soit des entrées d'insertion à l'aide d'un circuit de commutation activé par l'entrée "effacement rapide".

Les signaux d'insertion sont commandés en gain et en niveau continu par les commandes de contraste et lumière, les condensateurs de liaison sur les entrées servent également à la mémorisation du niveau continu clamped à chaque ligne.

Les entrées de commande de contraste, lumière et saturation ont une plage de tension active entre 0,5 et 4,5 V ce qui les rend compatibles avec les convertisseurs N/A utilisés par exemple en télécommande.

Les trois étages de sortie sont de type "push-pull" classe AB et comportent la fonction d'asservissement des "cut-off" du tube. Le courant de cathode est commandé par un PNP haute tension et envoyé sur l'entrée de contre réaction du circuit. Pendant la deuxième ligne après le retour trame, cette entrée est commutée sur une haute impédance, la tension de contre réaction est donc définie par la résistance extérieure. Cette tension est comparée à une référence interne et la tension de sortie est ajustée pour avoir le courant de cathode désiré.

Une logique interne délivre les différentes impulsions de clamp ou d'effacement à partir des signaux normalisés de Sand-Castle et de retour trame.

In order to ensure compatibility with standard video transmission systems the luma input is a high impedance, AC coupled, designed to accept a 1 V video signal. After a X3 gain voltage amplifier the inverted luma signal is brought out to the luma delay line. This output is low impedance to match the delay line accurately, and as the signal is inverted, it is highly suitable for driving a sync. separator such as the TDA 2593 or TBA 920.

Following the luma delay line the video is controlled by an electronic gain control with a range of 40 dB.

The DC luma level is locked on the black level (cut-off current) with a range of ± 1 V depending of brightness. The DC voltage level is clamped during each line retrace and an external capacitor holds this voltage during the line trace.

After brightness and contrast controls the luminance is fed to the matrix with R-Y and B-Y signals.

The R-Y and B-Y inputs are in high impedance with AC coupling, compatible with decoder ICs such TEA 1029 for SECAM and TDA 3510 for PAL.

The voltage gain of R-Y and B-Y is controlled by saturation. The saturation is in tracking with contrast and then the R-Y and B-Y signals are fed to the matrix and summed with on-screen display signals which are controlled in gain by the luma contrast control. Each input is AC coupled and black level clamped using the coupling capacitor as the storage element for the clamp voltage.

All the controls have an active range of 0.5 to 4.5 V making them compatible with D/A convertor derived control signals, such as those from remote control systems. The three on-chip output stages are high gain class B amplifiers with the gain set by parallel feedback resistor. This makes for a well defined gain and stable output voltage level. The beam current in each cathode of the picture tube is monitored by a high-voltage PNP transistor. A sample of this current is feedback to the IC.

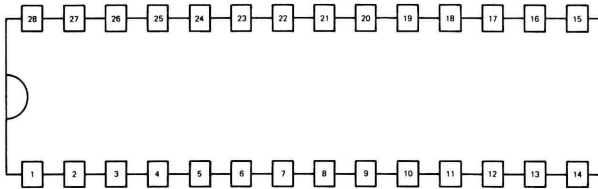
In the luma signal a reference black level is inserted during the line and frame blanking periods. While this reference level is present, and after the frame flyback, the output stage feedback input goes high impedance and an internal comparator is activated.

This circuit compares an internal reference voltage to the voltage developed across an external resistor by the picture tube beam current, and the output voltage is trimmed to get the desired cathode current value.

An internal logic delivers blanking and clamping pulses from the normalized sand castle and frame retrace signals.

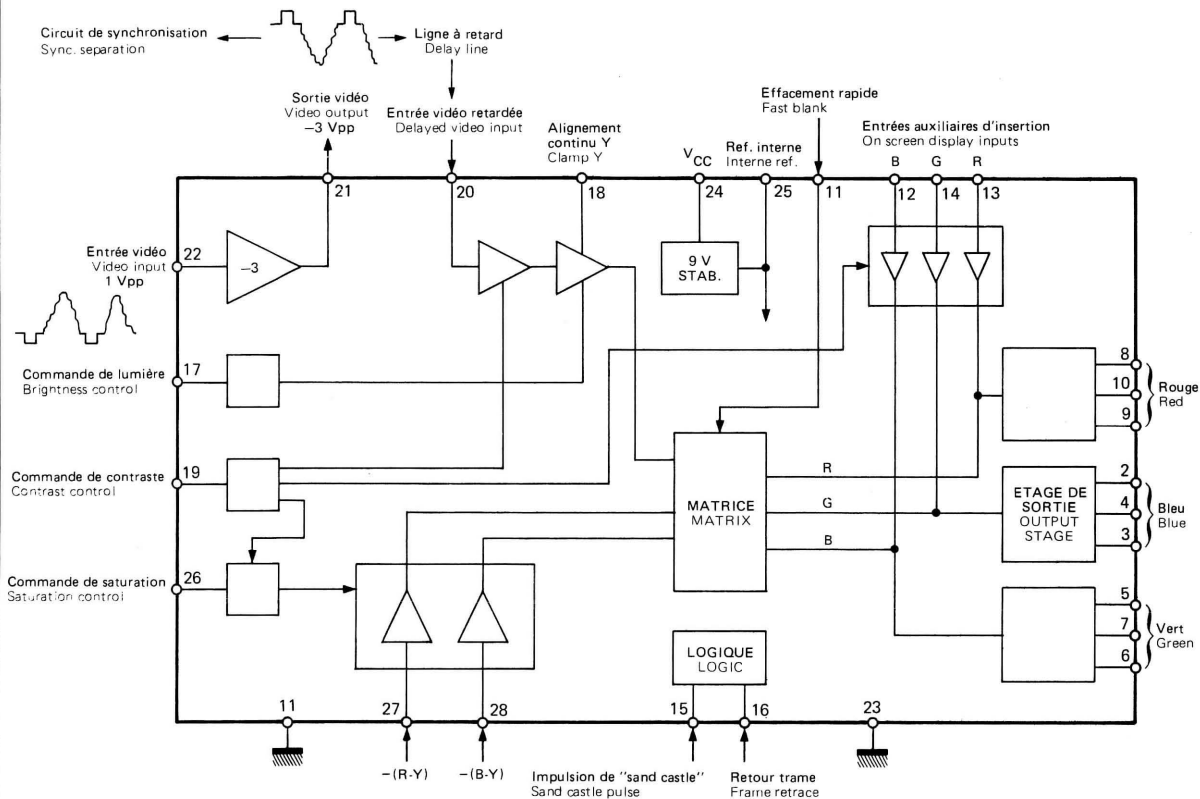
VALEURS LIMITES ABSOLUES
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Tension d'alimentation Supply voltage	V_{CC}	16	V
Température de fonctionnement Operating temperature range		0°C, +70°C	°C
Température de stockage Storage temperature range	T_{stg}	-65°C, +150°C	°C

BROCHAGE
PIN CONFIGURATION


1	Masse Ground	11	Effacement rapide Fast blank	21	Sortie vidéo 3 Vpp inversée Inverted video 3 Vpp output
2	Sortie bleue Blue output	12	Entrée auxiliaire bleue Blue O.S.D input	22	Entrée vidéo Video input 1 Vpp
3	Clamp bleu Blue clamp capa	13	Entrée auxiliaire rouge Red O.S.D input	23	Masse Ground
4	C.R bleue Blue feed back	14	Entrée auxiliaire verte Green O.S.D input	24	V_{CC}
5	Sortie verte Green output	15	Impulsion composite Sand-Castle	25	Réf. de tension Voltage ref. 9 V
6	Clamp vert Green clamp capa	16	Retour trame Frame retrace	26	Saturation Saturation control
7	C.R verte Green feed back	17	Lumière Brightness control	27	Entrée R-Y R-Y input
8	Sortie rouge Red output	18	Clamp Y Y clamp capa	28	Entrée B-Y B-Y input
9	Clamp rouge Red clamp capa	19	Contraste Contrast control		
10	C.R rouge Red feed back	20	Entrée vidéo retardée Video delayed input		

SCHEMA SYNOPTIQUE BLOCK DIAGRAM



CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

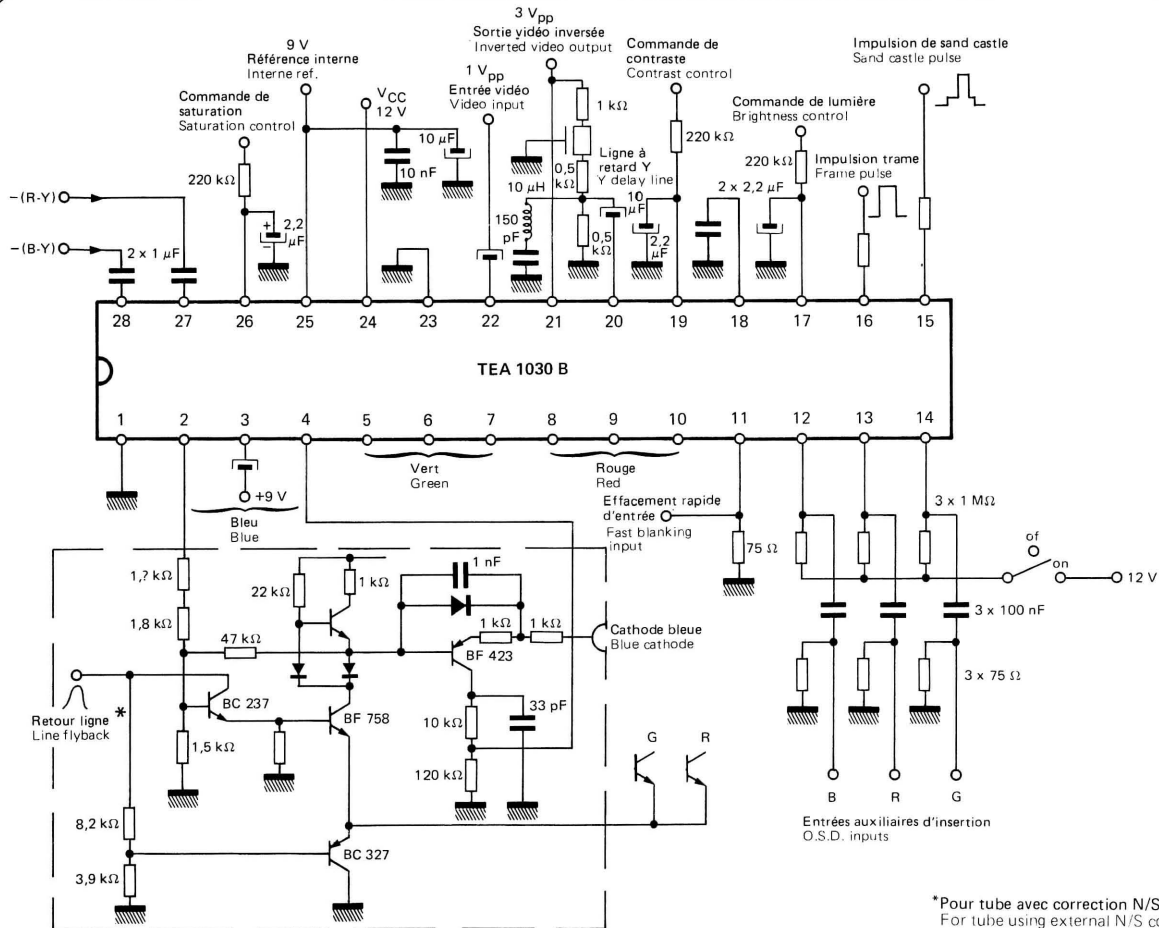
PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	BROCH. PINS	VALEURS VALUES Min. Typ. Max.			UNITES UNITS
Tension d'alimentation Supply voltage		Fonctionnement spécifié	24	10,8	12	13,2	V
Courant d'alimentation Supply current			24		55		mA
Tension régulée interne Internal voltage ref.			25		9		V
Tension d'entrée vidéo Video input			22		1		Vpp
Tension de sortie vidéo inversée Output voltage inverted video		V(22) = 1 Vpp	21		3		Vpp
Dynamique max. de sortie Max. output voltage swing			21		7		Vpp
Bande passante Frequency response		V(22) = 1 Vpp	22		6		MHz
Tension d'entrée d'insertion On screen voltage input		Noir → blanc Black White	12B, 13R 14 V		1		Vpp
Admissibilité max. Max. input voltage			"		2		Vpp
Bande passante Frequency response			"		5		MHz
Seuil d'entrée effacement rapide Fast blanking threshold			11		0,5		V
Tension de commande des potentiomètres électroniques Voltage control for electronic potentiometers							
Contraste Contrast			19	0		5	V
Lumière Brightness			17				
Saturation Saturation			26				
Plage active Operating range			17,19,26	0,5		4,5	V
Dynamique de contraste et saturation Range of adjustment for contrast and saturation					40		dB
Lumière : variation de V sortie Brightness : V _{out} adjustment					± 1		V
Seuil de déclenchement de l'entrée Sand-Castle Sand-Castle input threshold		Retour ligne Line blanking	15		2		V
		Clamp luminance Y clamp	15		8		V
Seuil de déclenchement entrée retour trame Frame retrace input threshold			16		2		V

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	BROCH. PINS	VALEURS VALUES Min. Typ. Max.	UNITES UNITS
Amplitude de la tension de sortie Output voltage		Noir → blanc Black → White	2	4	V
			5	4	V
			8	4	V
Dynamique totale de sortie Output swing				9	V
Niveau de référence de contre réaction Feed back threshold			4	2	V
			7	2	V
			10	2	V

SCHEMA D'APPLICATION APPLICATION CIRCUIT

TEA 1030 B



*Pour tube avec correction N/S extérieure
For tube using external N/S correction

Notes

CIRCUIT DECODEUR PAL
PAL DECODER CIRCUIT

NOTICE PRELIMINAIRE
PRELIMINARY DATA

Le TDA 3510 est un circuit intégré monolithique qui réalise toutes les fonctions nécessaires au décodage de signaux PAL à partir du signal vidéo composite et fournit les signaux différence de couleur $-(R-Y)$ et $-(B-Y)$.

Il est prévu pour être utilisé en conjugaison avec un circuit d'amplification et de contrôle vidéo TEA 1030.

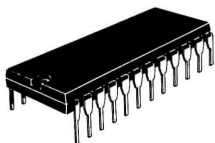
D'autre part, le circuit est prévu pour permettre la réalisation aisée de récepteurs PAL/SECAM par simple addition d'un circuit décodeur SECAM TEA 1029 avec lequel il partage la ligne à retard $64 \mu s$, toutes les fonctions de commutation de système étant alors réalisées automatiquement.

The monolithic integrated circuit TDA 3510 performs all the required functions for PAL decoding from composite video input signal, it provides colour difference output signals $-(R-Y)$ and $-(B-Y)$.

This circuit may be used in conjunction with the TEA 1030 in order to realize a complete chroma/video PAL processor (TEA 1030 performs the video functions with matrixing and electronic control of brightness, contrast and colour saturation).

When a PAL-SECAM processor is needed, it is necessary to add the TEA 1029 for SECAM chroma decoding. This combination provides automatic PAL-SECAM switching.

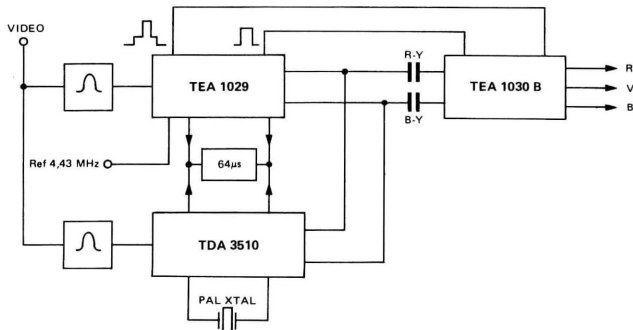
BOITIER CB-68
CASE



DONNEES PRINCIPALES
PRINCIPAL FEATURES

Tension d'alimentation Supply voltage	nom. 12 V
Courant d'alimentation Supply current	nom. 55 mA
Gamme de tension d'entrée Input voltage range	10 à 200 mV to
Courant de sortie "Killer" "Killer" output current	max. 10 mA
Plage de capture de l'oscillateur Oscillator pull in range	nom. 500 Hz
Tension de sortie Output voltage	R-Y nom. 1,05 V
Tension de sortie Output voltage	B-Y nom. 1,33 V

SCHEMA D'APPLICATION SIMPLIFIE
SIMPLIFIED APPLICATION DIAGRAM



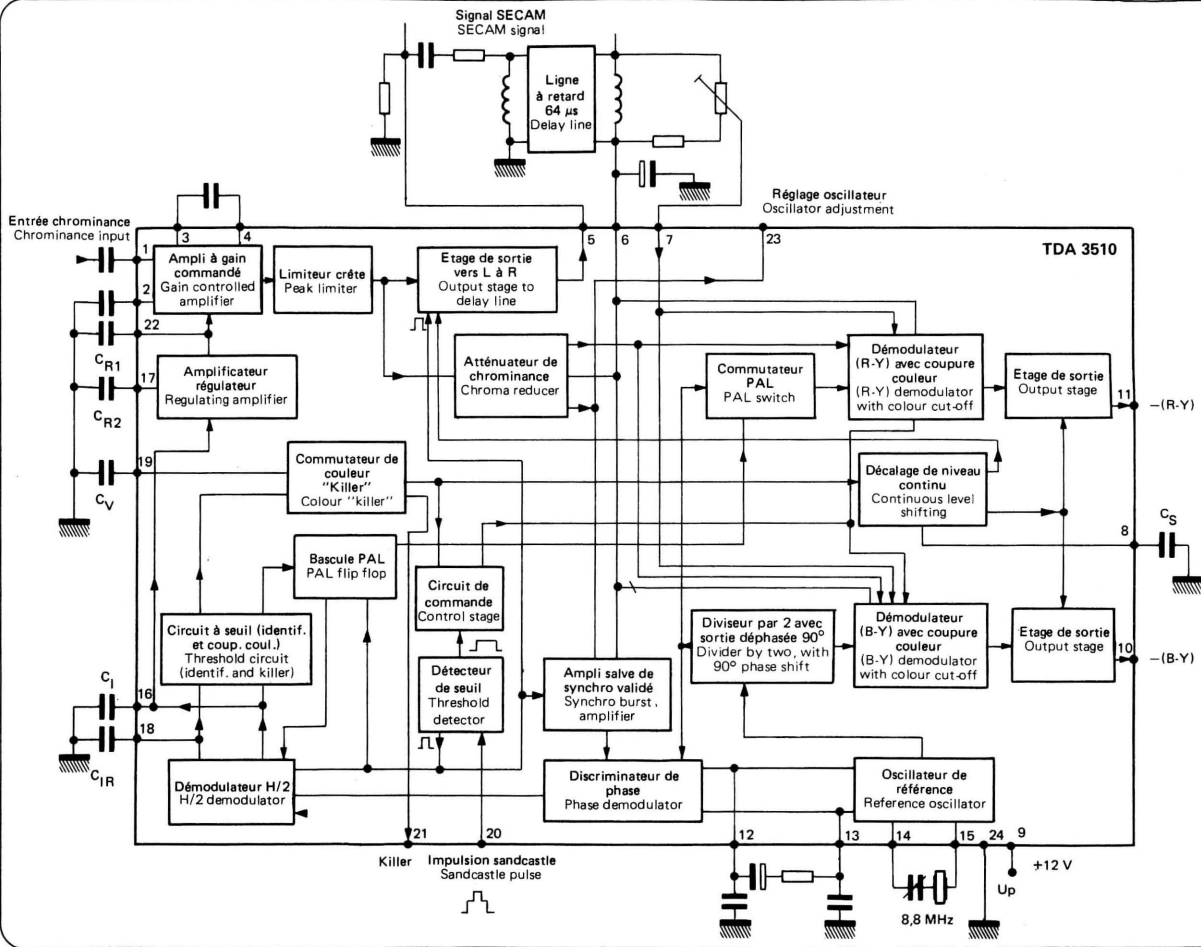
Les informations contenues dans cette notice peuvent être modifiées sans préavis
Information may be changed without notice

VALEURS LIMITES ABSOLUES
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Tension d'alimentation Supply voltage	$V_p = V(9-24)$	13,2	V
Courants d'alimentation Supply currents	$-I(5)$ $-I(10,11)$ $I(21)$	10 1 10	mA mA mA
Puissance totale dissipée Total power dissipation	P_{tot}	1,1	W
Température de stockage Storage temperature	T_{stg}	$-25^{\circ}\text{C}, +125^{\circ}\text{C}$	$^{\circ}\text{C}$
Gamme de température ambiante de fonctionnement Operating free-air temperature range	T_{amb}	$-20^{\circ}\text{C}; +65^{\circ}\text{C}$	$^{\circ}\text{C}$

FONCTION DES CONDENSATEURS EXTERNES SUR LE SCHEMA BLOC
FUNCTION OF THE CAPACITORS CONNECTED TO THE IC (see block diagram)

Condensateur Capacitor	Borne Pin	Fonction Function
C_{R1}	22	Filtrage de la tension de régulation Regulated voltage filtering
C_{R2}	17	Constante de temps de la tension de régulation Regulated voltage time constant
C_V	19	Constante de temps de l'enclenchement "couleur" Colour setting up time constant
C_I	16	Constante de temps de l'identification et de la coupure couleur Colour cut-off and identification time constant
C_{LR}	18	Condensateur de charge de la tension de référence Reference voltage charging capacitor
C_S	8	Constante de temps de montée/descente du niveau continu des sorties différence de couleur Time constant of output continuous level variation on colour difference output



CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_p = 12\text{ V}$ $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLES SYMBOLS	VALEURS VALUES			UNITES UNITS
		Min.	Typ.	Max.	
Gamme de tension d'alimentation Supply voltage range	$V_p = V(9-24)$	10,8		13,2	V
Courant d'alimentation Supply current	$I_p = I(9)$		55		mA
1/ CHROMINANCE					
Entrée signal de chrominance (asymétrique : bornes 1, 2) Chroma input signal (unsymmetrical : pins 1, 2)					
Gamme de tension d'entrée Input voltage range	$V(1-2)$ (c à c)	10		200	mV
Valeur nominale (mire de barres à 75 %) Nominal value (75 % bars test pattern)	$V(1-2)$ (c à c)		100		mV
Impédance d'entrée Input impedance	$Z(1-2)$		3,3		k Ω
Sortie vers la ligne à retard 64 μs (borne 5) Output to 64 μs delay line (pin 5)					
PAL IDENTIFIE : IDENTIFIED PAL :	(pp)				
Tension de sortie chrominance Chroma output voltage	$V(5-24)$ (c à c)		2		V
Niveau continu de sortie Output continuous level	$V(5-24)$		8		V
PAL NON IDENTIFIE : UNIDENTIFIED PAL :					
Atténuation Attenuation		56			dB
Niveau continu de sortie Output continuous level	$V(5-24)$		4		V
2/ REFERENCE ET REGULATION DE CHROMINANCE CHROMINANCE AND REFERENCE REGULATION					
Oscillateur 8,86 MHz (bornes 14, 15) 8,86 MHz oscillator (pins 14, 15)					
Amplification Amplification	$GV(14-15)$	8			dB
Résistance d'entrée Input resistance	$R(15-24)$		270		Ω
Résistance de sortie Output resistance	$R(14-24)$			200	Ω
Plage de capture Pull in range	Δf		500		Hz
Impulsion de service (borne 20, entrée sand castle) Service pulse (pin 20, sand castle input)					
Sélection de salve de synchronisation Synchro burst selection	$V(20-24)$	7,5			V
Inhibition des démodulateurs Demodulators inhibition	$V(20-24)$	1,8			V

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite) $V_p = 12\text{ V}$ $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBLES SYMBOLS	VALEURS VALUES			UNITES UNITS
		Min.	Typ.	Max.	
Tension de commutation de couleur (killer) (borne 21, collecteur ouvert) Colour switch voltage (killer) (pin 21, open collector)					
— Courant de sortie Output current	I(21)			10	mA
— Tension de sortie Output voltage					
PAL IDENTIFIE : IDENTIFIED PAL :	V(21-24)			V(9-24)	V
PAL NON IDENTIFIE : UNIDENTIFIED PAL :	V(21-24)			0,5	V
Tension de sortie "référence" (borne 18) "Reference" output voltage (pin 18)	V(18-24)			5,5	V
Niveaux de coupure couleur Colour cut off levels	V(18-16)			0	V
	V(19-24)			6	V
Niveaux d'enclenchement couleur Colour setting up levels	V(18-16)			1,5	V
	V(19-24)			4	V
— Retard à l'enclenchement couleur (en fonction de la capacité borne 19) Colour setting up delay (versus capacitor on pin 19)	t_R			20	ms/ μ F
— Niveau V(18-16) PAL IDENTIFIE : V(18-16) level, IDENTIFIED PAL :	V(18-16)			200	mV
3/ DEMODULATEURS DEMODULATORS					
Entrée du signal chrominance retardé (borne 7) Delayed chroma signal input (pin 7)	V(7-24) (c à c)			250	mV
Sorties différence de couleur (mire de barres à 75 %) Colour difference outputs (75 % bars test pattern)					
— Signal —(R-Y) (borne 11) —(R-Y) signal (pin 11)	V(11-24) (c à c)			1,05 $\pm$ 3 dB	V
— Signal —(B-Y) (borne 10) —(B-Y) signal (pin 10)	V(10-24) (c à c)			1,33 $\pm$ 3 dB	V
— Rapport (R-Y) / (B-Y) (R-Y) / (B-Y) ratio	V(11) / V(10)			0,79 $\pm$ 10 %	V
— Niveaux de sortie continus des sorties —(R-Y) et —(B-Y) —(R-Y) and —(B-Y) continuous output level					
PAL IDENTIFIE : IDENTIFIED PAL :	V(10-11-24)			8	V
PAL NON IDENTIFIE : UNIDENTIFIED PAL :	V(10-11-24)			4	V
Atténuation en PAL NON IDENTIFIE : UNIDENTIFIED PAL attenuation :				60	dB
— Résidu de sous porteuse à 4,43 MHz 4,43 MHz residual sub-carrier	V(10-11-24) (c à c)			20	mV
— Ondulation H/2 sur la sortie (R-Y), sans signal H/2 ripple on (R-Y) output, without signal	V(11-24) (c à c)			10	mV

Notes

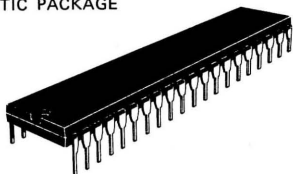
TV COLOUR PROCESSING SYSTEM

TENTATIVE DATA

The TDA3300 B is a new generation colour processing system. The device will accept a PAL or NTSC composite video signal. At outputs the three colour signals need only a simple driver amplifier to interface to the picture tube. There are also four inputs for On-Screen Display and the complementary fast blanking for use with Teletext, TV games, cameras etc....

CASE CB182

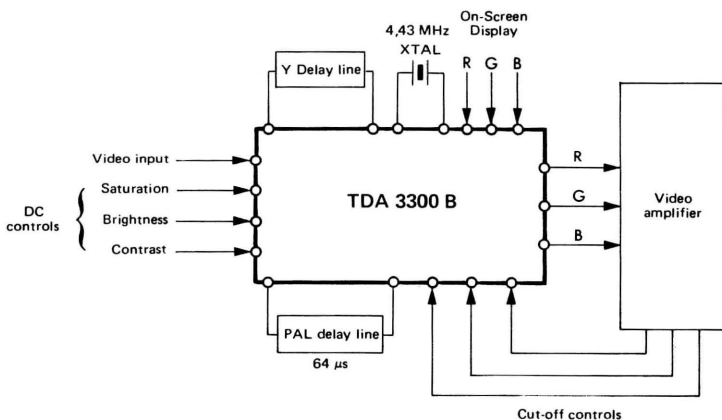
PLASTIC PACKAGE



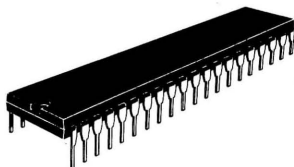
MAIN FEATURES

- Full multistandard capability
- On-Screen display inputs + fast blanking
- Three DC, high impedance user controls
- Automatic black level set-up
- Beam current limiting
- Inexpensive 4,43/3,58 MHz reference generation
- Single 12 V supply
- Low dissipation - typically 600 mW

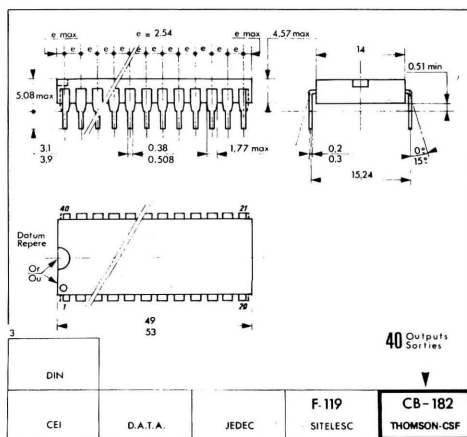
SIMPLIFIED APPLICATION DIAGRAM



TDA3300 B – PIN CONFIGURATION



Chroma input	1	40	+9 V internal reference
ACC capacitor	2	39	+12 V
Chroma DL driver, emitter	3	38	Ground
Chroma DL driver, collector	4	37	1 V composite video input
Saturation control	5	36	Delayed luma input
Ident capacitor	6	35	Luma DL drive & 3 V inverted o/p
V input	7	34	Luma emitter trap
U input	8	33	Luma collector trap
90° loop capacitor	9	32	Contrast control
Oscillator loop filter	10	31	Black level clamp
Xtal drive	11	30	Brightness control
Xtal feedback	12	29	Peak beam limit adjust
Ground	13	28	Frame pulse i/p
Blue output	14	27	Sandcastle pulse i/p
Blue o/p clamp capacitor	15	26	OSD input green
Blue o/p feedback	16	25	OSD input red
Green output	17	24	OSD input blue
Green o/p clamp capacitor	18	23	OSD input fast blanking
Green o/p feedback	19	22	Red o/p feedback
Red output	20	21	Red o/p clamp capacitor



MAXIMUM RATINGS $T_{amb} = +25^{\circ}\text{C}$

(Unless otherwise stated)

RATINGS	PINS	VALUES	UNITS
Supply voltage	39	16	V
Operating temperature range		$0^{\circ}\text{C}, +70^{\circ}\text{C}$	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature range		$-65^{\circ}\text{C}, +150^{\circ}\text{C}$	$^{\circ}\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_{amb} = +25^{\circ}\text{C}$

(Unless otherwise stated)

PARAMETERS	SYMBOLS	PINS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Supply voltage		39	10,8	12	13,2	V
Supply current		39		55		mA
Composite video input voltage		37		1		Vp.p
CHROMA INPUT VOLTAGE (Burst p.p ACC controlled)		1	10		200	mV
Max chroma input voltage (Burst p.p)					400	mV
ACC range				25		dB
RGB ON-SCREEN DISPLAY INPUT (Black and white)		24		1		V
OSD required drive impedance		25		75		Ω
OSD frequency response (Flat to)		26		5		MHz
Positive fast blanking input threshold				0,5		V
SANDCASTLE PULSE INPUT THRESHOLD Line		27		2,0		V
Burst gate				8,0		V
Frame pulse		28	4,0		12	V
Beam current reference threshold				2,0		V
RGB output level (black and white)		14	4,0			V
		17				
		20				
Inverted composite video output		35		3,0		V
Active range of user controls		5	0,5		4,5	V
Source impedance of user controls		30			1	M Ω
(Mid range gain at 2,5 V)				-10 (relative to max)		dB
Control range — contrast & saturation				40		dB
Brightness (at video output)				± 1		V
U and V reference phase errors					5	$^{\circ}$
Peak beam current limit		29		$2 \times I(29)$		

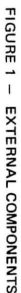
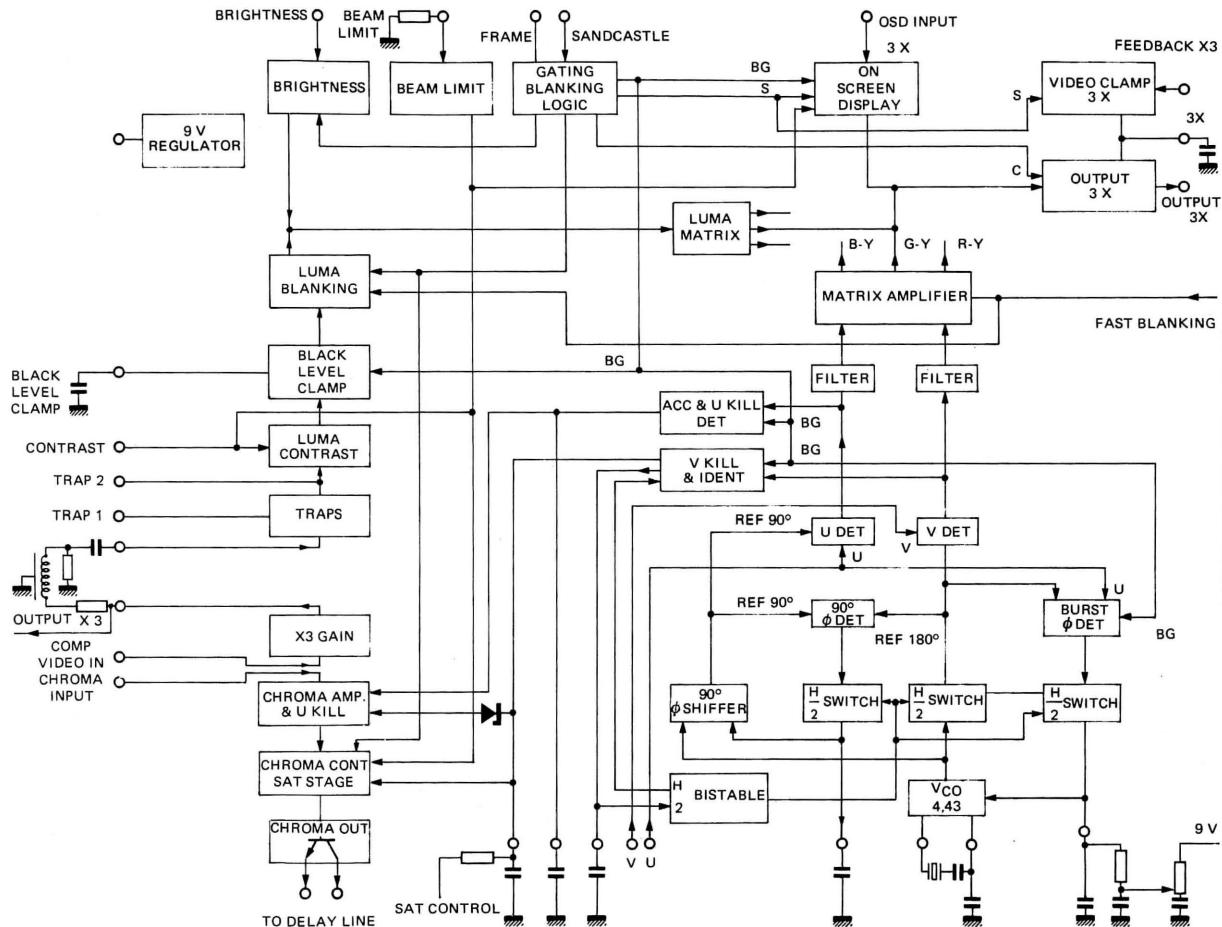


FIGURE 1 – EXTERNAL COMPONENTS



CIRCUIT DESCRIPTION

The circuit operation can be followed by referring to the block diagram, figure 2.

The Luma Channel

In order to ensure compatability with standard video transmission systems the luma input channel is high impedance, AC coupled, designed to accept a 1 V composite video signal. After a X3 gain voltage amplifier, the inverted luma signal is brought out to the luma delay time. This output is low impedance to match the delay line accurately, and as the signal is inverted it is highly suitable for driving a sync. separator such as the TDA2593 or TBA920.

Following the luma delay line the signal is fed to the chroma trap stage where external emitter and collector loads ensure accurate definition of the stage gain.

The contrast control is an electronic "gain" control of the current sharing type with a feedback clamp on the output to set the black level at the black level clamp.

The action of the black level clamp has been designed for minimum interference on the video signal. This is achieved by comparing the output of the contrast control with an internal 5 V reference. The output from the comparator which features a push-pull output for good carrier or burst rejection, is then integrated by the external black level clamp capacitor.

The final interface between the luma channel and the luma matrix is the brightness control.

During the line and frame blanking periods a switching circuit effectively blanks the luma signal and inserts a nominal black level of an internally derived 5 V reference level. However, the voltage source is modified by a current source ; the latter based on the "gain" control circuit described below - thus it becomes a controllable current source. This applies a variable offset between ± 1 V, to the nominal black level, all of which is held during the frame blanking period, thus making a brightness control.

The "gain" control circuit used for the three user controls is of the form shown in figure 3.

This configuration gives well defined characteristics, depending on the current ratios. However, the circuit response of the contrast and saturation controls has been shaped to appear linear to the user.

All the controls have an active range of 0,5 to 4,5 V making them compatible with D/A convertor derived control signals, such as those from remote control systems.

The Chroma Channel

The chroma signal is fed to three controlled stages ; for automatic colour control (ACC), contrast (to track the luma signal) and saturation. The two latter controls are designed along the same lines as the luma contrast control with the same law. One of these two stages is returned to full gain and the other to nominal (10 dB down from max.) during the burst gate period to provide a standard burst level for the ACC.

The saturation stage also provides the chroma kill function, which operates under two eventualities. Firstly the signal is shut down in the event of prolonged misidentification (the time being determined by the external capacitor on pin 2) or lack of identification and secondly, the saturation is reduced as the ACC voltage nears its zero level.

The chroma delay line drive is supplied by a transistor whose emitter and collector are brought out ; the collector drives the delay line while the emitter supplies the direct signal for matrixing at the delay line output.

In the burst phase detector the system compares the constant phase burst of the U channel, at the delay line output, with the alternating reference drive to the V detector. The burst phase detector cancels out any resulting output alternation. At the same time any DC offsets are converted to alternating components, which are integrated to zero in the loop filter. Any resulting error voltage is applied to the 4,43 MHz voltage controlled reference oscillator.

CIRCUIT DESCRIPTION (continued)

A similar arrangement, the 90° phase detector, compares the phase of the reference drive to the U detector with that of the reference drive to the V detector. The U detector drive comes from the reference oscillator via a voltage controlled 90° phase shifter which is, itself, controlled by the 90° phase detector, when the input is separated by exactly 90° there is zero output.

During burst time the V detector compares two signals of alternating phase. Thus the output is dependant on the phase relationship between these signals, that is the identification. With a correctly identified signal the output of the V kill and identification circuitry, which is integrated by the ident capacitor on pin 6, is low. However, when the signal is misidentified this will cause the voltage on the ident capacitor to increase. At a certain, predetermined threshold a trigger circuit fires to add extra current to the capacitor. After a further delay a pulse is added to the H/2 bistable, effectively reversing its phase.

By use of a simple switch, see the application circuit, figure 1, a current can be fed on to the ident capacitor. This forces the trigger circuits on and locks the H/2 bistable in the V state, in this condition the system is able to decode NTSC signals, without the delay line.

An ACC voltage, independant of the identification phase, is derived from the output of the U detector by the ACC and U kill detector - which is a similar circuit to the V kill and ident circuit.

The outputs of the U and V detectors are filtered and fed to a balanced resistive matrix to generate the three colour difference signals, R-Y, G-Y and B-Y. A non-saturating circuit returns the inputs to zero for fast blanking.

It is in the final matrix that the luma signal, the colour difference signals, plus any On-Screen Display signals, as current sources, are brought together and summed. The three resultant signals are fed to the virtual earth inputs of the on-chip output stages.

Inputs for On-Screen Display are fed into the system as a voltage between the black-white limits of 1 V. All three inputs are voltage to current converted and fed to "gain" control stages which are controlled by the luma contrast control. Each input is AC coupled and black level clamped using the coupling capacitor as the storage element for the clamp voltage.

The three on-chip output stages are high gain, class AB amplifiers with the gain set by parallel feedback resistors. This makes for a well defined gain and stable output voltage level.

One of the major features of the chroma III system is its beam current feedback and beam current limiting. This is a peak detecting system specially designed to enhance the system's normal video or digital signal handling compatibility.

The beam current in each cathode of the picture tube is monitored by a high-voltage PNP transistor, see the application circuit figure 1. A sample of this current is feedback to the TDA3300. During a scan this beam current sample is compared, as a voltage across an internal resistor, with a reference voltage developed across a second internal resistor whose current is determined by the resistor value on pin 29.

If the beam current exceeds this reference the circuit reduces the contrast.

It will be remembered that in the luma channel a reference black level is inserted into the luma signal during the line and frame blanking periods. While this reference level is present, and after the frame flyback, the output stage feedback input goes high impedance and an internal comparator is activated. This circuit compares an internal reference voltage with the voltage developed across the same external resistor by picture tube beam current. External capacitive integration of the comparator's output sets up a current which is injected into the input of the output amplifier to keep the reference level at a nominal black.

The internal, line blanking and burst gate pulses are derived from a standard "sandcastle" pulse, as shown in figure 4, fed to pin 27. Frame blanking is derived from a frame flyback pulse applied to pin 28. A simple counter counts the first two lines after the frame flyback and clamps the next, and subsequent lines to the nominal black reference level.

APPLICATION NOTE

The resistance values shown in figure 1 will result in nominal values, for peak beam limiting and beam current feedback, of 2 mA and 17 μ A per gun.

As for any given picture tube the colour phosphors vary in efficiency, with blue, generally, being the most efficient, it is possible to scale the beam current feedback resistors (in figure 1, 120 k Ω in the collector of the BF 493) accordingly. The average needs for a typical tube to give illuminant D (6550°K) are as follows :

- Red 34 %
- Blue 28 %
- Green 38 %

Setting up the reference oscillator

- a) Connect a colour bar test signal to the circuit ; switch off the burst
- b) Connect pin 5, saturation control, to +12 V — this will un-kill the system
- c) Adjust the oscillator, with the 100 k Ω potentiometer on pin 10, for zero beat

Setting up the delay line

In general terms, the balance is adjusted by use of the delay line gain balance potentiometer and the phase by use of the delay line matching coils.

On-screen display

In a receiver not designed to be equipped with the on-screen display facility it is strongly recommended that the three on-screen display and fast blanking inputs are tied to ground.

FIGURE 3 — GAIN CONTROL

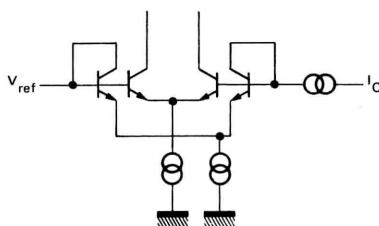
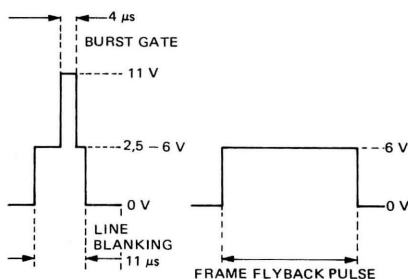


FIGURE 4 — SANDCASTLE & FRAME PULSES



**C.I. DE COMMUTATION VIDEO ET AUDIO ADAPTE A LA
PRISE PERI-TELEVISION**
VIDEO AND AUDIO SIGNALS SWITCHING FOR THE
PERI-TELEVISION PLUG

NOTICE PROVISOIRE
TENTATIVE DATA

Ce circuit réalise les commutations "Video" et "Audio" nécessaires à la prise d'interconnexions aux différents dispositifs de péri-télévision.

Les caractéristiques des signaux d'entrée et de sortie sont conformes à la spécification SCART n° 108 de Novembre 1978.

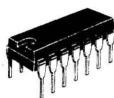
Ce circuit est monté dans un boîtier 14 passages : DIP TO-116.

This integrated circuit provides all Video and sound switching allowing connections between the peri-TV plug and Video, sound sections in the TV set.

Input and output signal characteristics follow the norms of the SCART specification n° 108 of November 1978.

The TEA1014 is supplied in a DIP TO-116, 14 leads package.

BOITIER TO-116 (CB-2)
Case



CARACTERISTIQUES PRINCIPALES
MAIN FEATURES

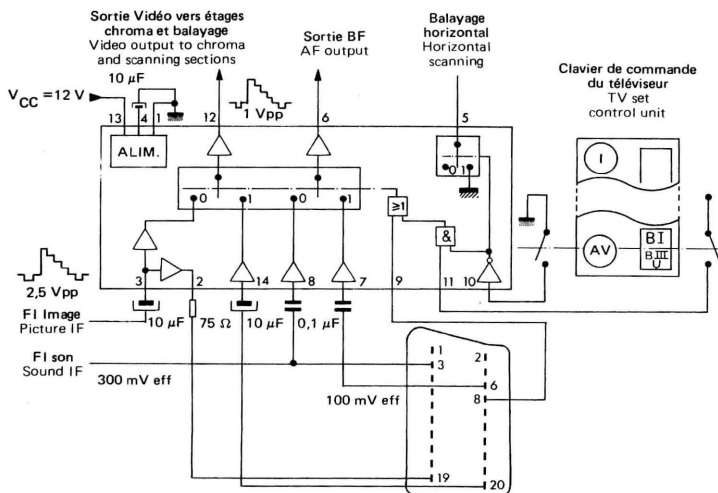
Diaphotie
Video crosstalk ≥ 60 dB

Sortie vidéo basse impédance 75 Ω
Low impedance video output

Protection court-circuit des entrées et sorties
Short-circuit protection of inputs and outputs

Commuation de constante de temps de la synchronisation ligne en cas de réception magnétoscope
Internal horizontal PLL time constant switching in case of video recorder reception

SCHEMA D'UTILISATION
APPLICATION CIRCUIT



Les principales fonctions réalisées sont les suivantes :

COMMUTATION VIDEO

2 entrées commutées électroniquement :

- 1 entrée 2 Vpp en provenance de la FI image
- 1 entrée 1 Vpp en provenance de la prise péri-TV

2 sorties :

- 1 sortie 1 Vpp (adaptée 75 Ω) vers prise péri-TV
- 1 sortie 1 Vpp basse impédance vers les circuits Vidéo du téléviseur

Chaque entrée et sortie est protégée contre les courts-circuits avec la masse sauf la sortie 75 Ω qui a une protection court-circuit masse avec une résistance de 75 Ω série.

COMMUTATION AUDIO

2 entrées commutées électroniquement :

- 1 entrée 300 mV eff en provenance de la FI son
 - 1 entrée 100 mV eff en provenance de la prise péri-TV
- 1 sortie basse impédance 300 mV eff.

Les entrées et sorties sont aussi protégées contre les courts-circuits avec la masse.

LOGIQUE DE COMMUTATION

Prend en compte les informations de commande présentes sur trois bornes.

- Commande Audio-visuelle extérieure en provenance de la prise péri-TV (borne 8 : commande lente)
- Information bande III
- Touche Audio-visuelle

Les entrées Vidéo et Audio extérieures sont sélectionnées dans deux cas :

- Présence de l'information A.V extérieure sur la prise péri-TV
- Sélection de la touche Audio-visuelle (clavier du téléviseur) si celle-ci est positionnée en bande III.

Ce circuit incorpore un commutateur (collecteur ouvert) pour le changement de constante de temps du circuit de synchronisation ligne en cas de réception magnétoscope (actif lorsque la touche Audio-visuelle est sélectionnée).

The main functions of the I.C are following :

VIDEO SWITCHING

2 electronically switched inputs :

- one 2 Vpp input for signal coming from the picture IF
- one 1 Vpp input for signal coming from the peri-TV plug.

2 outputs :

- 1 Vpp output (low impedance 75 Ω) for peri-TV plug
- 1 Vpp output low impedance for Video section of the TV set

Each input and output is protected from ground short-circuit. The 75 Ω output is protected through a 75 Ω resistor.

AUDIO SWITCHING

Two electronically switched inputs :

- 300 mV rms input coming from Audio I.F
 - 100 mV rms input coming from the peri-TV plug
- one low impedance output 300 mV rms.

Inputs and outputs are also protected against ground short-circuit.

SWITCHING LOGIC

The logic takes into account the informations on 3 pins.

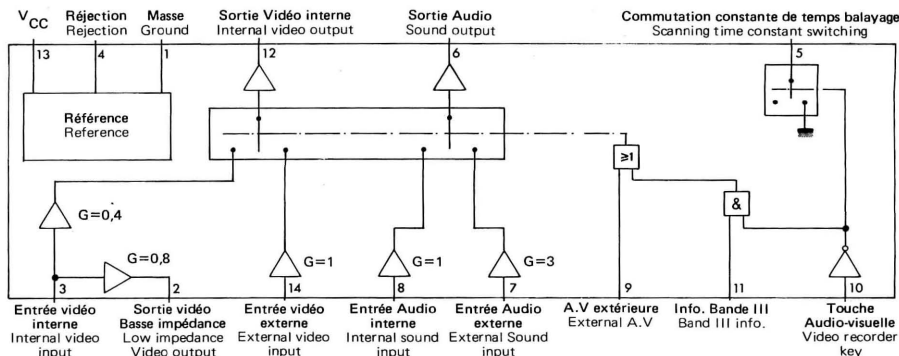
- Internal or external Video and sound (pin 8 peri TV plug)
- Band III informations
- Video recorder key

External Video and Audio signals are selected in two cases

- When there is a voltage information coming from peri-TV plug
- When the Video recorder Key is selected (on TV front panel) and programmed on band III

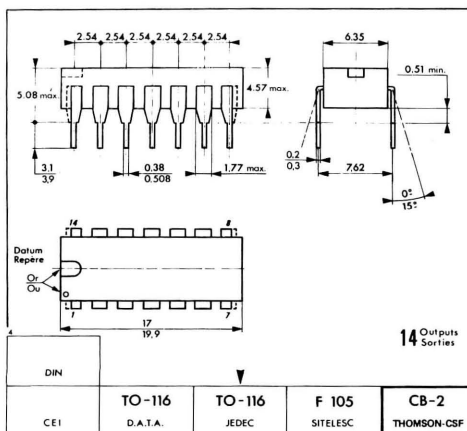
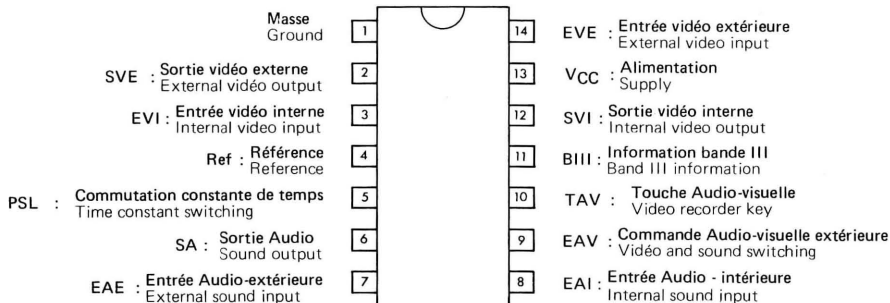
This I.C includes an internal switch (open collector transistor) which commutes the time constant of the horizontal PLL circuit in case of Video recorder reception.

SCHEMA SYNOPTIQUE BLOCK DIAGRAM



VALEURS LIMITES ABSOLUES
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Tension d'alimentation Supply voltage	18	V
Température de jonction et de stockage Storage and junction temperature	-40, +150	°C
Température de fonctionnement Operating temperature	-10, +100	°C

BROCHAGE
PIN CONFIGURATION
BOITIER TO-116 (CB-2)
 Case


CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$11\text{ V} \leq V_{CC} \leq 14\text{ V}$

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$

PARAMETRES PARAMETERS	BROCHES PINS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	VALEURS VALUES			UNITES UNITS
			MIN.	TYP.	MAX.	
Consommation totale Total power dissipation		$V_{CC} = 12\text{ V}$		350	450	mW
Entrée Vidéo interne : E.V.I (provenance FI télé) Internal Video input (coming from picture FI)	3					
Amplitude du signal Vidéo Video signal amplitude		Vidéo positive Positive Video		2,5	6,8	Vpp
Admissibilité de l'entrée Input voltage range		Par rapport à la valeur moyenne Referred to D.C input voltage	-2,9		+3,9	V
Impédance d'entrée Input impedance			5			kΩ
Capacité d'entrée Input capacitance					5	pF
Entrée Vidéo externe : E.V.E (provenance prise péri-TV) External Video input (Coming from peri-TV plug)	14					
Amplitude du signal Vidéo Video signal amplitude		Vidéo positive Positive Video		1	2,8	Vpp
Admissibilité maximum Input voltage range		Par rapport à la valeur moyenne Referred to DC input voltage	-1,2		+1,6	V
Impédance d'entrée Input impedance			5			kΩ
Capacité d'entrée Input capacitance					5	pF
Sortie Vidéo TV : S.V.I TV Video output	12					
Amplitude du signal Signal amplitude				1	2,8	Vpp
Excursion maximum Output voltage swing		Par rapport à la tension continue de sortie Referred to DC output voltage	-1,2		+1,6	V
Impédance dynamique de sortie Output dynamic impedance					10	Ω
Tension continue de sortie DC output voltage		Sans signal d'entrée Without input signal		3,5		V
Résistance de charge Loading resistance			300			Ω
Bande passante Vidéo Video bandwidth		± 0,5 dB	6			MHz

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

$$11\text{ V} \leq V_{CC} \leq 14\text{ V}$$

$$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$$

PARAMETRES PARAMETERS	BROCHES PINS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	VALEURS VALUES			UNITES UNITS
			MIN.	TYP.	MAX.	
Gain par rapport à E.V.I Gain/internal Video				-8		dB
Gain par rapport à E.V.E Gain/external Video				0		dB
Sortie Vidéo extérieure : S.V.E (Basse impédance) External Video output (Low impedance)	2					
Amplitude du signal Signal amplitude		Sur 150 Ω à la masse On 150 Ω grounded		2	5,5	Vpp
Excursion maximum Output voltage swing			-2,4		+3,1	V
Impédance dynamique de sortie Dynamic output impedance				10		Ω
Tension continue de sortie DC output voltage		Sans signal d'entrée Without input signal		3,5		V
Résistance de charge minimum Minimum loading resistance		Fonctionnement élec- trique non spécifié Electrical working non specified	75			Ω
Gain par rapport à E.V.I Gain/internal video				-2		dB
Caractéristiques des signaux Vidéo de sortie Output Video signals characteristics						
Diaphotie entre les deux voies Video rejection between two inputs		0 à 6 MHz LO	-55			dB
Retard différentiel de groupe Differential group delay					20	ns
Distorsion de linéarité Linearity distortion						
luminance luma		Ligne test 17 Test line		2		%
chrominance chroma		331		2		%
Intermodulation Luma-Chroma Intermodulation Luma-Chroma		Ligne test 331 Test line		5		%
Rejection alimentation Supply voltage rejection			50			dB
Entrée Audio intérieure : E.A.I Internal sound input	8					
Signal d'entrée Input signal				0,3	2	Veff
Impédance d'entrée Input impedance				20		k Ω

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

$11\text{ V} \leq V_{CC} \leq 14\text{ V}$

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$

PARAMETRES PARAMETERS	BROCHES PINS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	VALEURS VALUES			UNITES UNITS
			MIN.	TYP.	MAX.	
Entrée Audio extérieure : E.A.E External sound input Signal d'entrée Input signal Impédance d'entrée Input impedance	7			0,1 20	0,7 kΩ	Veff
Sortie Audio : SA Sound output Amplitude du signal de sortie Output signal amplitude Dynamique max. de sortie Output voltage swing Distorsion Distortion Bande passante Bandwidth Impédance de sortie Output impedance Impédance de charge Load impedance Gain/E.A.I Gain/internal input Gain/E.A.E Gain/external input Rejection alimentation Supply voltage rejection Diaphonie entre 2 entrées Audio Crosstalk Diaphonie Vidéo-son Video/sound crosstalk	6	$V_O = 0,6 V_{eff}$	0,3 2 16 40 2 0 10 60 -60 -60	0,5 		

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
 ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

$$11\text{ V} \leq V_{CC} \leq 14\text{ V}$$

$$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$$

PARAMETRES PARAMETERS	BROCHES PINS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	VALEURS VALUES			UNITES UNITS
			MIN.	TYP.	MAX.	
Entrée "bande III" "Band III" input Niveau bas inactif ou borne non connectée (état logique 0) Unactive low level or unconnected pin (logic state 0) Niveau haut actif (état logique 1) Active high level (logic state 1) Impédance d'entrée à l'état haut Input impedance high level Courant d'entrée à l'état bas Input current low level	11		-8		+3	V
			9		V_{CC}	V
				10		k Ω
					1	μA
Entrée touche Audio-visuelle (T.A.V) Video-recorder key input Niveau haut inactif ou borne non connectée (état logique 1) Unactive high level or unconnected pin (logic state 1) Niveau bas actif (état logique 0) Active low level (logic state 0) Impédance d'entrée Input impedance	10		9		V_{CC}	V
			0		3	V
				10		k Ω
Sortie collecteur-ouvert (P.S.L) (commutation constante de temps) Open collector output (time-constant switching) Courant de fuite (collecteur-ouvert) Leakage current (open collector) Tension max.(état "on") Maximum low level voltage	5					
					1	μA
		$I(5) = 10\text{ mA } V_{CC}$			1,5	V

Notes

MULTI CHANNELS AF STEREOPHONIC SWITCH WITH PRIORITY
COMMUTATEUR BF STEREO A PLUSIEURS VOIES A PRIORITE

GENERAL DESCRIPTION

PRELIMINARY DATA
NOTICE PRELIMINAIRE

This integrated circuit allows to select one of

- { five stereophonic channels with the J-TEA1035, TEA1035 DP-24 version
- { four stereophonic channels with the TEA1035 DP-18 version
- { three stereophonic channels with the TEA1035 DP-14 version

Using several circuits allows to select one of N channels.

Control process with priority and negative logic

Principal characteristics :

- Non selected channel separation 80 dB typ.
- Distortion $< 0,01$ % typ.
- Circuit protected against short-circuit on the outputs and on the bias voltage pin

DESCRIPTION GENERALE

Ce circuit permet de sélectionner une voie stéréo parmi

- { 5 voies stéréo avec les versions J-TEA1035, TEA1035 DP-24
- { 4 voies stéréo avec la version TEA1035 DP-18
- { 3 voies stéréo avec la version TEA1035 DP-14

L'association de plusieurs circuits permet de sélectionner une voie parmi N.

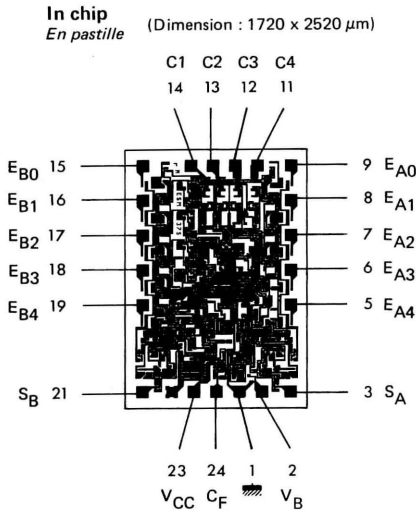
Le système de commande est à priorité et à logique négative

Caractéristiques principales :

- Isolation d'une voie non sélectionnée 80 dB typ.
- Distorsion $< 0,01$ % typ.
- Circuit protégé contre les courts-circuits sur les sorties et la polarisation.

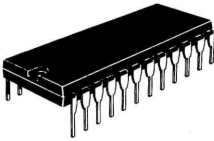
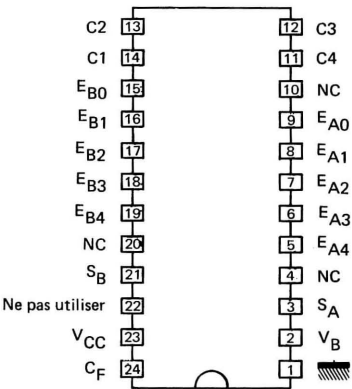
PIN CONFIGURATIONS
BROCHAGES

J-TEA1035



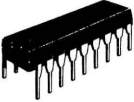
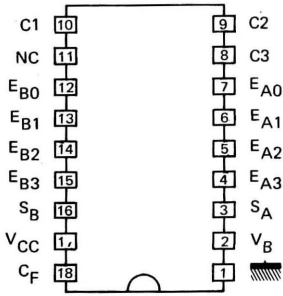
TEA1035 DP-24

Case : CB-68
Boîtier



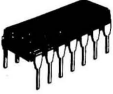
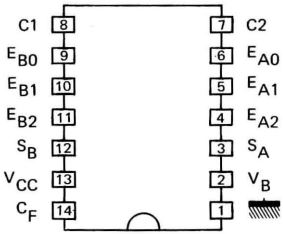
TEA1035 DP-18

Case : CB-181
Boîtier



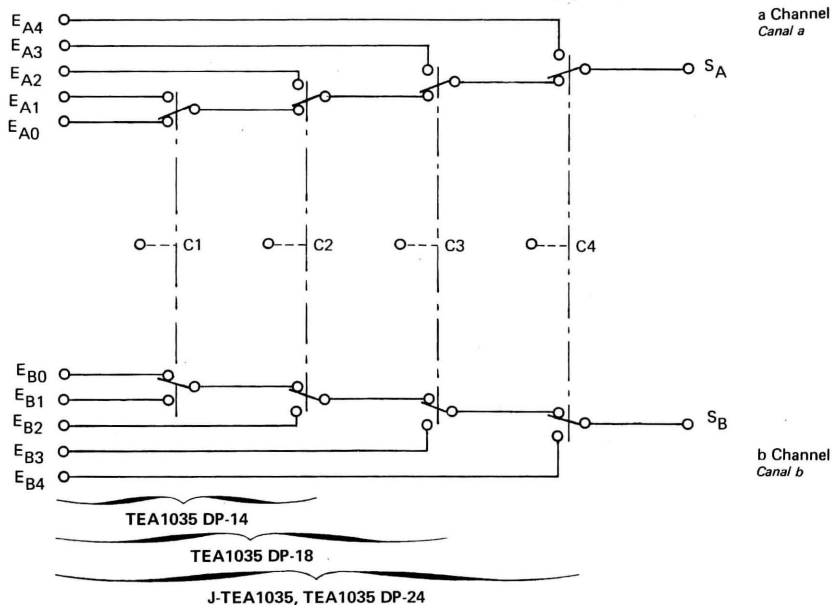
TEA1035 DP-14

Case : TO-116 (CB-2)
Boîtier



FUNCTIONAL DIAGRAM
SCHEMA DE PRINCIPE

See application diagram : J-TEA1035, TEA1035 DP-24 (page 6/9)
 Voir schéma d'application : TEA1035 DP-18 (page 7/9)
 TEA1035 DP-14 (page 8/9)


TRUTH TABLE
TABLE DE VERITE

C1	C2	C3	C4	Switch channel Canal commuté
V _H	V _H	V _H	V _H	0
V _L	V _H	V _H	V _H	1
X	V _L	V _H	V _H	2
X	X	V _L	V _H	3
X	X	X	V _L	4

TEA1035 DP-14

TEA1035 DP-18

J-TEA1035, TEA1035 DP-24

ABSOLUTE RATINGS (LIMITING VALUES)
VALEURS LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION

PARAMETERS PARAMETRES	SYMBOLS SYMBOLES	PINS BROCHES	VALUES VALEURS			UNITS UNITES
			MIN.	TYP.	MAX.	
Supply voltage <i>Tension d'alimentation</i> J-TEA1035, TEA1035 DP-24 TEA1035 DP-18 TEA1035 DP-14	V_{CC}	23 17 13	8		18	V
Junction temperature <i>Température de jonction</i>	T_j				150	°C
Storage temperature <i>Température de stockage</i>	T_{stg}		- 25		+ 150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS *
CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$

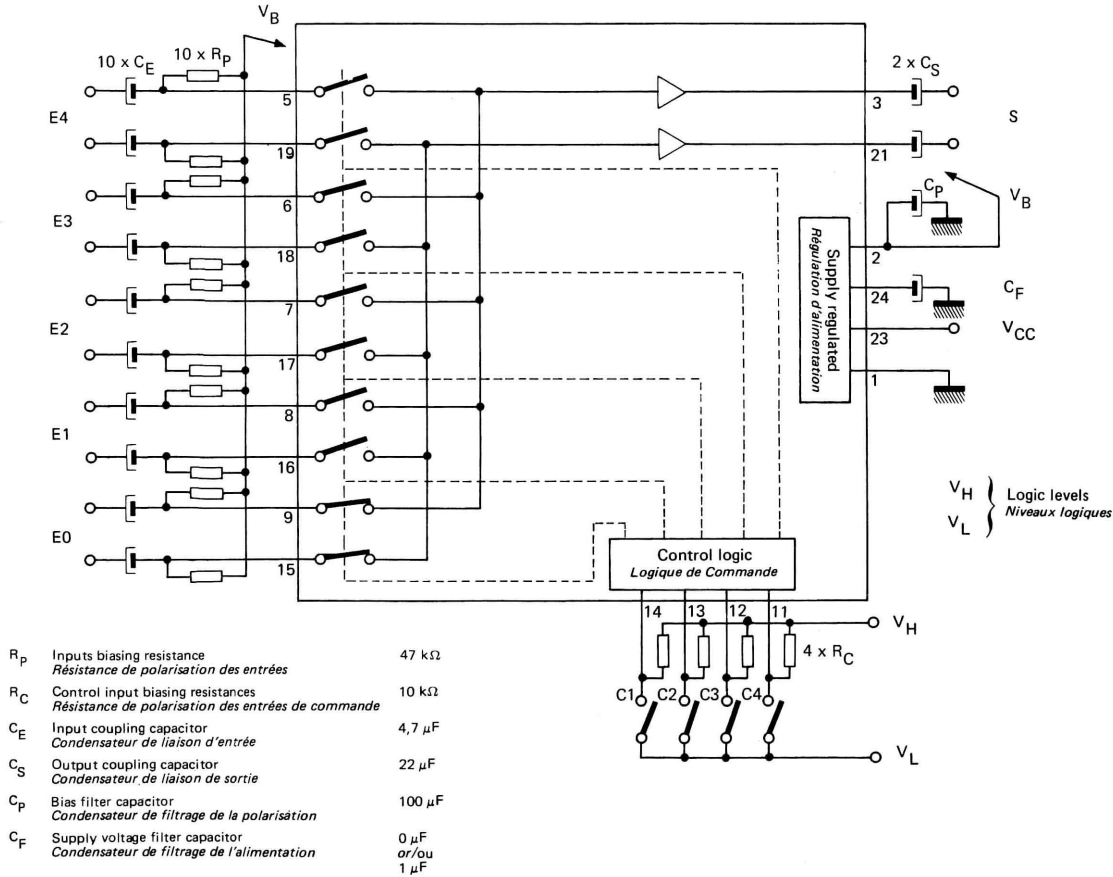
$V_{CC} = 8 + 18\text{ V}$

PARAMETERS PARAMETRES	SYMBOLS SYMBOLES	PINS BROCHES	VALUES VALEURS			UNITS UNITES
			MIN.	TYP.	MAX.	
Supply current <i>Courant d'alimentation</i> J-TEA1035, TEA1035 DP-24 TEA1035 DP-18 TEA1035 DP-14	I_{CC}	23 17 13		10	20	mA
Supply voltage rejection ratio <i>Taux de réjection des alimentations</i> $C_F = 1\ \mu\text{F}$ $C_F = 0\ \mu\text{F}$	SVR	3, 21 3, 16 3, 12	48	40		dB dB
DC bias voltage <i>Tension continue de polarisation</i>	V_B	2	$\frac{V_{CC}-2}{2}$		$\frac{V_{CC}-0,5}{2}$	V
Input current <i>Courant d'entrée</i>	J-TEA1035, TEA1035 DP-24	5-15, 6-16, 7-17, 8-18, 9-10	-1		+ 1	μA
	TEA1035 DP-18	4, 5, 6, 7, 12, 13, 14, 15				
	TEA1035 DP-14	4, 5, 6, 9, 10, 11				
Input current dispersion between the two way of a same channel <i>Dispersion des courants d'entrée des voies d'un même canal</i>					100	nA
Input impedance <i>Impédance d'entrée</i>	Z_I		47			k Ω
Input capacitance <i>Capacité d'entrée</i>	C_I				10	pF

* Characteristics measured with external component shown in application circuits
 Caractéristiques mesurées avec les composants extérieurs indiqués dans les schémas d'application

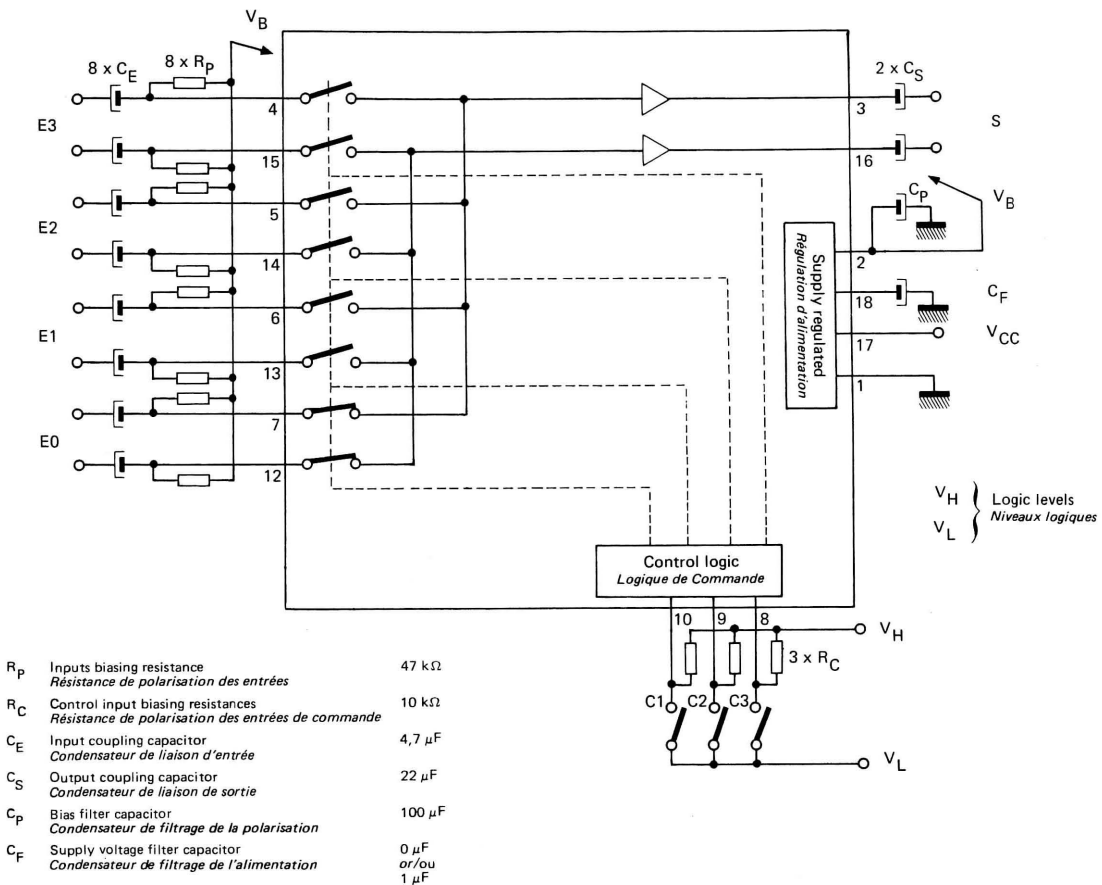
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)
CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)

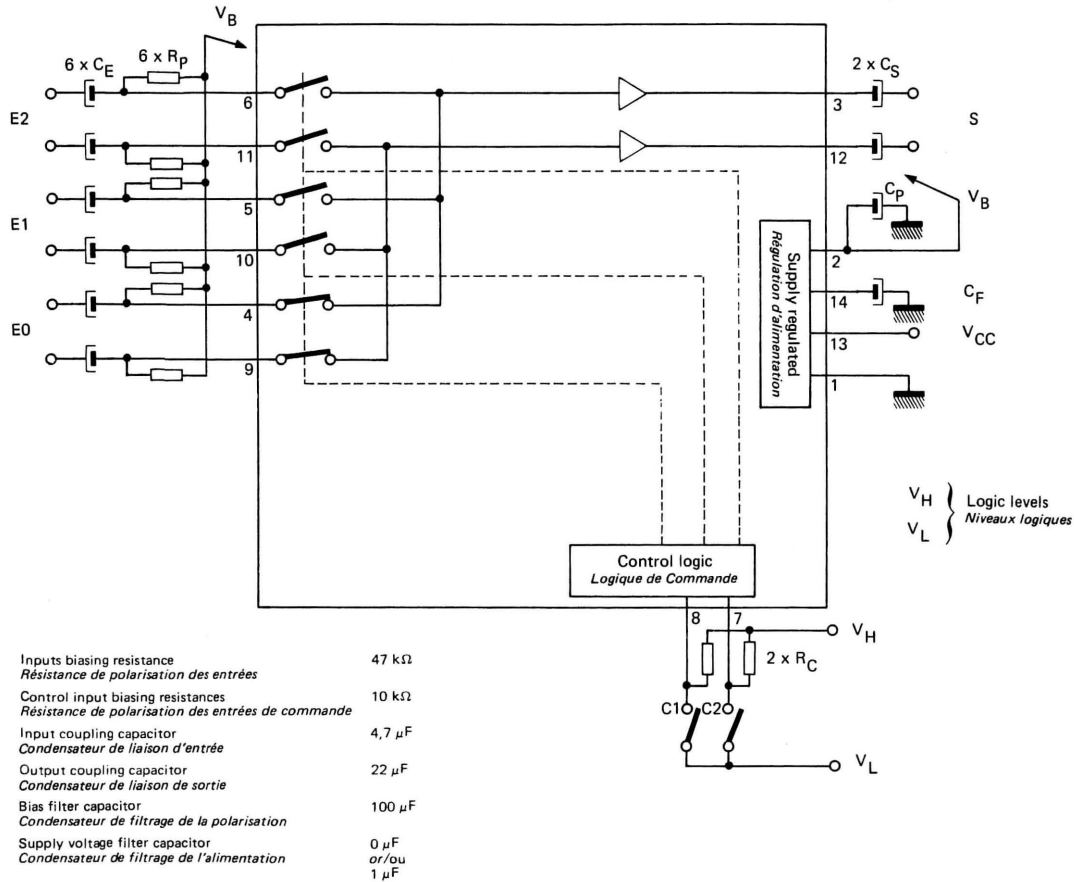
PARAMETERS PARAMETRES	SYMBOLS SYMBOLES	PINS BROCHES	VALUES VALEURS			UNITS UNITES
			MIN.	TYP.	MAX.	
Capacitance between two nearest inputs <i>Capacité entre deux entrées voisines</i>				3		pF
Switching threshold J-TEA1035, TEA1035 DP-24 <i>Seuil de commutation sur les entrées de commande</i>	V_H	11, 12, 13, 14 8, 9, 10	4,5			V
TEA1035 DP-18 TEA1035 DP-14	V_L	7, 8			1,5	V
Separation between 20 Hz and 15 kHz <i>Isolation de 20 Hz à 15 kHz</i>						
Generator impedance $< 2,2 \text{ k}\Omega$ <i>Impédance du générateur</i>						
Input signal level $1 V_{eff}$ <i>Niveau du signal d'entrée</i>						
Between a non selected way and corresponding channel output <i>Entre une voie non commutée et la sortie du canal correspondant</i>			70	80		dB
Between a selected way and the other channel output <i>Entre une voie commutée et la sortie de l'autre canal</i>			70	80		dB
Control inputs impedance <i>Impédance des entrées de commande</i>			0,1	3		M Ω
Output impedance J-TEA1035, TEA1035 DP-24 <i>Impédance de sortie</i>	Z_O	3, 21 3, 16 3, 12			2,2	k Ω
TEA1035 DP-18 TEA1035 DP-14						
Gain <i>Gain</i>	G		-0,5	0	+0,5	dB
Bandwidth at $\pm 0,1 \text{ dB}$ <i>Bande passante</i>	B		20		15000	Hz
Distortion $V_{CC} = 14 \text{ V}$ <i>Distorsion</i>	$V_I = 0,2 V_{eff}$ $V_I = 0,5 V_{eff}$ $V_I = 1 V_{eff}$	d		0,004 0,003 0,005	0,1 0,2 0,5	% % %
Noise voltage $R_G \leq 2,2 \text{ k}\Omega$ <i>Tension de bruit</i>	V_n				10	μV



APPLICATION DIAGRAM SCHEMA D'APPLICATION

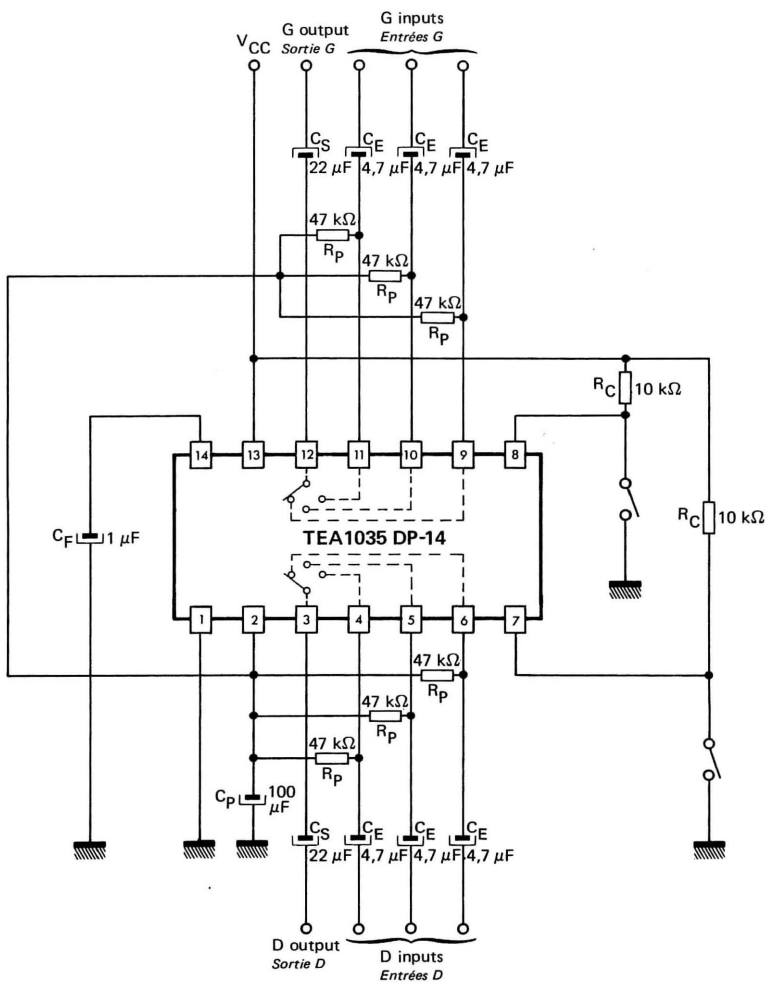
TEA1035 DP-18





APPLICATION EXAMPLE
EXEMPLE D'APPLICATION

TEA1035 DP-14



Notes

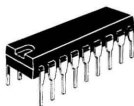
REMOTE CONTROL TRANSMITTER

The UAA4000 is an easily extendable, 32 command, pulse position modulation transmitter drawing zero standby current.

Main features are :

- Ultrasonic or infra-red transmission
- Direct drive for ultrasonic transducer
- Direct drive of visible LED when using infra-red
- Very low power requirements
- Pulse position modulation gives excellent immunity from noise and multipath reflections
- Single pole key matrix
- Switch resistance up to 1 k Ω tolerated
- Few external components
- Anti - bounce circuitry on chip

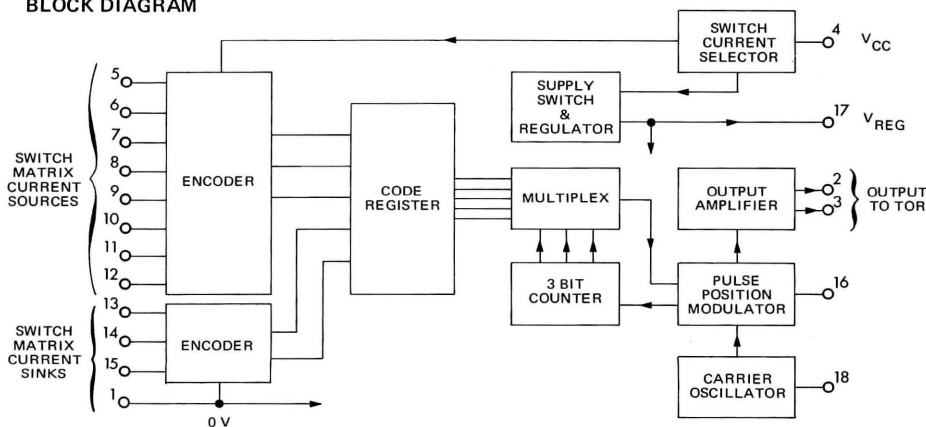
CASE CB-181



QUICK REFERENCE DATA

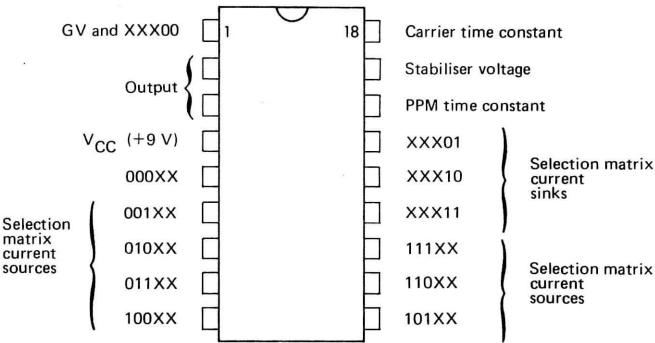
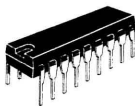
- Power supply : 9 V, standby 6 μ A, operating 8 mA
- Modulation : pulse position with or without carrier
- Coding : 5 bits word giving a primary command set of 32 commands
- Key entry : 8 x 4 single pole key matrix
- Date rate : selectable 1 bit/sec to 10 k bit/sec
- Carrier frequency : selectable OHZ (no carrier) to 200 Hz

BLOCK DIAGRAM



PIN CONFIGURATION

CASE CB-181



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Operating voltage range, V4	7 V $\rightarrow$ 9,5 V
Maximum power dissipation	600 mW
Operating temperature range	-10°C, + 65°C
Storage temperature range	-55°C, +125°C

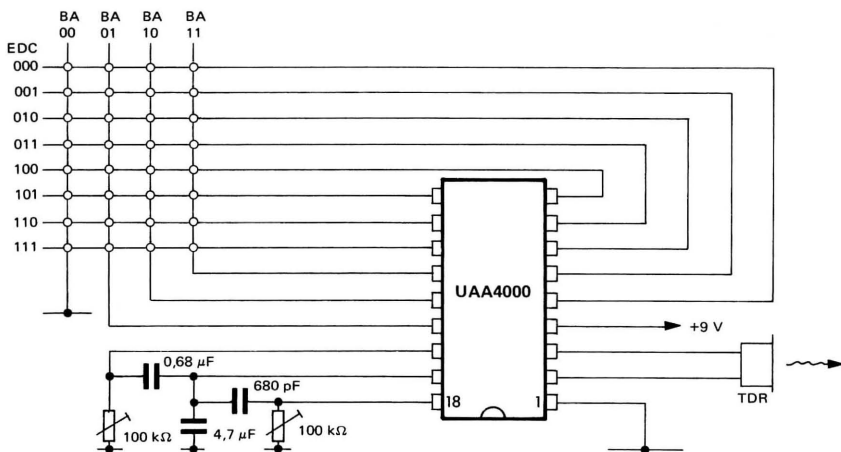
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_{amb} = 25^{\circ}C$ $V_{CC} = +9 V$
 $f_c = 40 kHz$
 $t_1 = 18 ms$

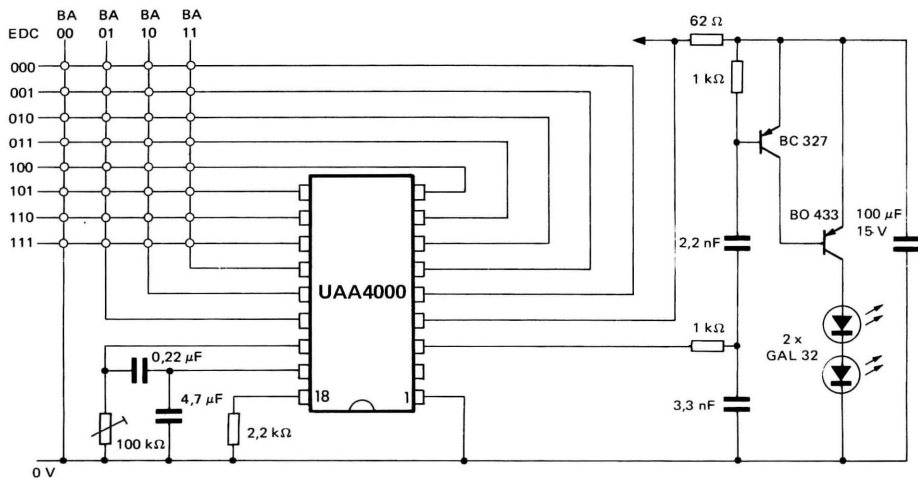
PARAMETERS	SYMBOLS	TEST CONDITIONS	PINS	VALUES			UNITS
				Min.	Typ.	Max.	
Operating supply current			4		8	16	mA
Standby supply current			4			30	μA
Stabilised voltage			17	4	4,3	4,6	V
Output current available			17			1	mA
Output voltage swing		Unloaded	2,3		8		V
Output current		Peak value	2,3			5	mA
External switch resistance						1	k Ω
External switch closure time				6			ms
External carrier oscillator resistor required R2		C2= 680 pF	18	20	40	80	k Ω
External PPM resistor R1 required		C1= 0,68 μF	16	15	30	60	k Ω
Ratio t0/t1			2,3	1,4	1,5	1,65	
Pulse width, tp			2,3	2	3	4	ms
Inter word gap,tg			2,3	50	54	58	ms

APPLICATION CIRCUITS

TEST AND ULTRASONIC APPLICATION CIRCUIT



INFRA-RED APPLICATION CIRCUIT



Notes

REGULATEUR DE TENSION A DECOUPAGE POUR CONVERSION CONTINU-CONTINU

SWITCHING VOLTAGE REGULATOR FOR DC-DC CONVERSION

NOTICE PROVISOIRE
TENTATIVE DATA

Le TEA1001 SP est un circuit monolithique destiné à la commande de transistor de puissance dans les convertisseurs continu-continu à un transistor (type Fly Back).

- Attaque directe du transistor de commutation
- Circuits de commande complets PWM
- Sortie de courant jusqu'à $\pm 3\text{ A}$
- Supervision de V_{CEsat} du transistor de sortie
- Limitation du courant du transistor de sortie
- Inhibition d'alimentation
- Démarrage progressif programmable
- Protection surcharge thermique
- Régulation meilleure que 0,2 %
- Référence de 2,5 V à faible dérive
- Fonctionne jusqu'à 50 KHz avec PLL pour la synchronisation extérieure

The TEA1001 SP is a monolithic IC intended for power transistor control in single transistor DC-DC converter (Fly Back type).

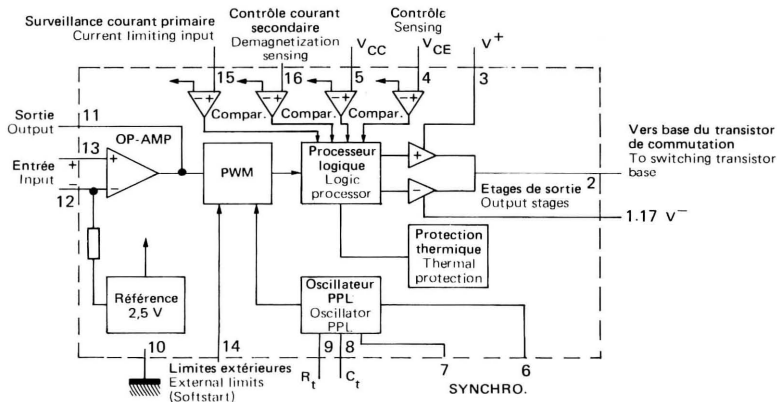
- Direct drive of the switching transistor
- Complete PWM power control circuitry
- Up to ± 3 A base current output
- Output transistor V_{CEsat} sensing
- Output transistor current limitation
- Under and over voltage lockout
- Programmable soft start
- Thermal overload protection
- Regulation better than 0,2 %
- Low drift 2,5 V reference
- 50 KHz operation with PLL circuit for external synchronization

BOITIER CB-215

Case

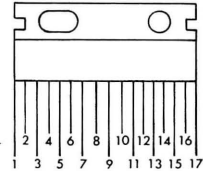


SCHEMA - BLOC
BLOCK DIAGRAM



BROCHAGE
PIN CONFIGURATION

BOITIER CB-215
Case



- 1, 17 Substrat (alimentation négative de l'étage de sortie)
Substrate (negative output stage supply)
- 2 Sortie
Output
- 3 Alimentation positive de l'étage de sortie
Positive output stage supply
- 4 Mesure de $V_{CE\ sat}$
 $V_{CE\ sat\ sensing}$
- 5 V_{CC}
- 6 Entrée synchronisation
Synchronization input
- 7 Sortie comparateur de phase
Phase comparator output
- 8 C_T oscillateur
 C_T oscillator

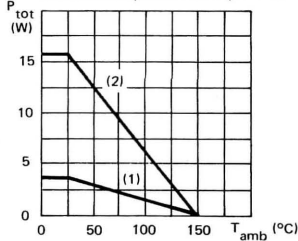
- 9 R_T oscillateur
 R_T oscillator
- 10 Masse
Ground
- 11 Sortie de l'ampli-OP
OP-Ampli output
- 12 Entrée inverseuse de l'ampli-OP - V_{ref}
OP-Ampli inverting input - V_{ref}
- 13 Entrée non inverseuse de l'ampli-OP
OP-Ampli non inverting input
- 14 Accès à la butée t_{on}^* max.
 t_{on}^* max. limit access
- 15 Entrée limitation du courant primaire
Primary current limit input
- 16 Entrée contrôle du courant secondaire
Secondary current checking input

* t_{on} : Limite maximale du temps de conduction
Maximum limit of conduction time

CARACTERISTIQUES THERMIQUES
THERMAL CHARACTERISTICS

Résistance thermique (jonction-boîtier) Junction-case thermal resistance	max.	$R_{th(j-c)}$	3	°C/W
Résistance thermique (jonction-ambiante) Junction-ambient thermal resistance	max.	$R_{th(j-a)}$	35	°C/W

Dissipation de puissance maximale
Maximum power dissipation



- (1) Sans radiateur
Without heat-sink
- (2) Avec radiateur 5°C/W
With heat-sink 5°C/W

VALEURS LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION
ABSOLUTE RATINGS (LIMITING VALUES)

Tension d'alimentation Supply voltage	V_{CC}/masse V_{CC}/ground	V(5-10)	+ 15	V
Alimentation auxiliaire positive de l'étage de sortie Positive auxiliary supply for the output stage		V(3-10)	+15	V
Alimentation auxiliaire négative de l'étage de sortie : Masse/Substrat Negative auxiliary supply for the output stage : Ground/Substrate		V(1-10)	-7	V
Tension entre broches 3 et 1 Voltage between pins 3 and 1		V(3-1)	+20	V
Courant de sortie (répétitif) Output current (repetitive)		I(2)	±3	A
Courant de la broche 4 Pin 4 current		I(4)	10	mA
Courant de l'entrée limitation de courant primaire Primary current limitation input current		I(15)	±5	mA
Courant de l'entrée surveillance du courant secondaire Secondary current checking input current		I(16)	±5	mA
Température de jonction Junction temperature		T_j	- 40 +150	°C
Température de stockage Storage temperature		T_{stg}	- 40 +150	°C

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
ELECTRICAL CHARACTERISTICS
 $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ (Sauf indications contraires)
(Unless otherwise stated)

PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	BROCHES PINS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITES UNITS
Tension d'alimentation Supply voltage	$V_{CC} = 10\text{ V}$	V(5-10)	6,5	10	14	V
Courant d'alimentation en fonctionnement Supply operating current		I(5)		18		mA
Tension d'alimentation auxiliaire positive de sortie Positive output auxiliary supply voltage		V(3-10)		4		V
Tension d'alimentation auxiliaire négative de sortie Negative output auxiliary supply voltage		V(1-10)		-5		V
Seuil de V_{CC} pour assurer le fonctionnement (à la croissance de V_{CC}) V_{CC} threshold to insure operation (V_{CC} increasing)		V(5-10)		6,5		V
Seuil de V_{CC} pour assurer le fonctionnement (à la décroissance de V_{CC}) V_{CC} threshold to insure operation (V_{CC} decreasing)		V(5-10)		6		V
Seuil de l'entrée limitation du courant primaire Primary current limit input threshold		V(15-10)		±0,2		V
Courant de l'entrée limitation du courant primaire Primary current limit input current	$V_I = 0\text{ V}$	I(15)		±2	±20	μA

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)
 $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ (Sauf indications contraires)
 (Unless otherwise stated)

PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	BROCHES PINS	MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Seuil de l'entrée surveillance du courant secondaire Secondary current checking input threshold		V(16-10)	+0,1	V
Courant de l'entrée surveillance du courant secondaire Secondary current checking input current	$V_I = 0\text{ V}$	I(16)	+1 +10	μA
Gain en boucle ouverte de l'ampli-OP OP-Ampli open loop gain			100.000	
Courant d'entrée de l'ampli-OP OP-Ampli input current		I(13)	45	nA
Tension de décalage de l'ampli-OP OP-Ampli offset voltage			5	mV
Impédance de l'entrée inverseuse de l'ampli-OP OP-Ampli inverting input impedance			$1\text{ k}\Omega \text{ à } V_{ref}$	
Tension de référence interne Internal reference voltage		V(12-10)	2,5	V
Dérive de la tension de référence dans toute la gamme de température Voltage reference shift through the whole temperature range			< 1	%
Fréquence maximale d'oscillation Maximum oscillator operating frequency			50	kHz
Formule de la fréquence d'oscillations Oscillator free running frequency formula	$I(9) = 0,5\text{ mA}$		$f = \frac{1,85}{R_T \cdot C_T}$	Hz
Courant optimal dans R_T R_T optimal current		I(9)	0,5	mA
Tension de l'impulsion de synchronisation Synchronization pulse voltage		V(6-0)	1,5 V_{CC}	V
Impédance de l'entrée de synchronisation Synchronization input impedance		Z(6)	1.000	Ω
Limite maximale du temps de conduction (ajustement interne) Maximum limit of conduction time (internal setting)	$V_{CC} < 6,5$ $6,5 < V_{CC} < 14$ $V_{CC} > 14$		0 50 0	% de période % of period
Limite maximale du temps de conduction (ajustement externe) Maximum limit of conduction time (external setting)	$V(14-10) < 0,375 V_{CC}$ $0,375 V_{CC} < V(14-10) < 0,625 V_{CC}$ $0,625 V_{CC} < V(14-10)$		90 suivant V_{14-10} according to V_{14-10} 0	% de période % of period

DESCRIPTION DES CIRCUITS DU TEA1001 SP

L'amplificateur d'erreur a son entrée négative reliée à la référence, sa sortie accessible permet d'ajuster le gain. L'oscillateur, générateur de rampe, est contrôlé en fréquence par les éléments R_T , C_T . Un PLL permet la synchronisation extérieure. L'étage de sortie peut fournir jusqu'à ± 3 A, une régulation interne permet de maintenir le transistor de puissance dans l'état de quasi saturation optimisant la commutation. L'attaque négative de base a lieu après évacuation des charges stockées.

Le processeur logique centralise toutes les informations issues des circuits de surveillance. Le signal de sortie est supprimé lorsque la température de jonction du circuit intégré dépasse 150°C . Les impulsions de sortie ne sont autorisées que lorsque V_{CC} est compris entre 6,5 V et 14 V, le seuil inférieur est avec hystérésis. Un comparateur (borne 15) permet de détecter l'instant où le courant primaire dépasse un seuil fixé, dans ce cas, l'attaque de base est interrompue. Le courant primaire ne peut circuler que lorsque le courant secondaire est annulé. La fin du courant secondaire est détectée par l'annulation de la tension aux bornes d'un enroulement auxiliaire, grâce à un comparateur (borne 16) dont le seuil est 0,1 V. Un autre comparateur (borne 4) détermine si le V_{CE} du transistor de puissance dépasse 5 V, ceci définit l'instant d'application de l'impulsion négative sur sa base. Dans certaines conditions, une désaturation accidentelle peut être détectée et le courant de sortie est coupé.

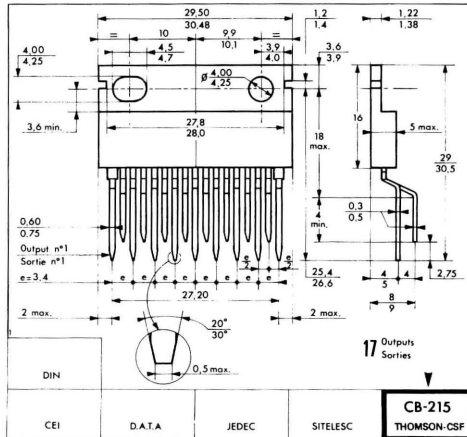
Un démarrage progressif est également possible, un condensateur connecté entre la broche 14 et V_{CC} permet de fixer un t_{on} max progressivement variable jusqu'à la valeur du régime normal.

CIRCUITS DESCRIPTION OF TEA1001 SP

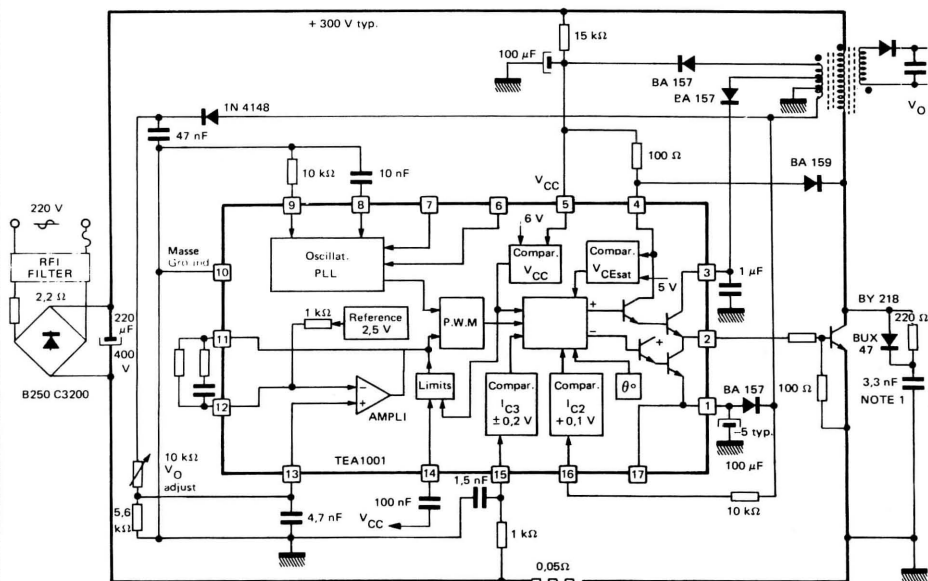
The error amplifier has its negative input connected to the reference, its output is available allowing gain adjustment. The oscillator is a ramp generator and is frequency controlled with external components R_T , C_T . A PLL is used in case of external synchronization. The output stage can supply up to ± 3 A, a regulation loop helps keeping the output transistor in its quasi saturation state, optimizing switching. The negative base drive occurs when the stored charges have been removed.

The logic processor centralises all the informations coming from the supervisory circuits. The output signal is switched off when the junction temperature is over 150°C : Output pulses will be delivered only when V_{CC} is between 6,5 V and 14 V, the lower threshold has a hysteresis of 0,5V. Primary current limiting is taken care of by the comparator on pin 15, base drive is cut off in case of over current. Primary current is allowed only when the secondary current has come to an end. Sensing the voltage on the secondary winding is done with the comparator on pin 16. V_{CE} sensing on pin 4 determines the proper timing for application of the negative pulse on the base. In some instances, the output current is switched off if the output transistor gets out of saturation.

With an access on pin 14, t_{on} can be adjusted and soft starting can be implemented by connecting a capacitor between pin 14 and V_{CC} ; t_{on} will vary progressively until its steady nominal value.



APPLICATION STANDARD "FLYBACK" – Alimentation à découpage jusqu'à 200 W
STANDARD FLYBACK APPLICATION – Switching regulator up to 200 W



NOTE 1 : Réseau d'aide à la commutation RDC
Current snubber network

Remarque importante : les broches 5(V_{CC}) et (1,17) (substrat) doivent être soigneusement découplées à la masse (broche 10)
Important notice : Pins 5 (V_{CC}) and (1,17) (substrate) must be carefully by-passed to ground (pin 10)

**REGULATEUR DE TENSION A DECOUPAGE POUR
CONVERSION CONTINU-CONTINU**
SWITCHING VOLTAGE REGULATOR FOR DC-DC
CONVERSION

**NOTICE PROVISOIRE
TENTATIVE DATA**

Le UAA4001 DP est un circuit monolithique destiné à la commande de transistor de puissance dans les convertisseurs continu-continu à un transistor (type Fly Back).

The UAA4001 DP is a monolithic IC intended for power transistor control in single transistor DC-DC converter (Fly Back type).

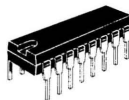
- Attaque directe du transistor de commutation
- Circuits de commande complets PWM
- Sortie de courant jusqu'à ± 1 A crête (*)
- Supervision de V_{CEsat} du transistor de sortie
- Limitation du courant du transistor de sortie
- Inhibition d'alimentation
- Démarrage progressif programmable
- Protection surcharge thermique
- Régulation meilleure que 0,2 %
- Référence de 2,5 V à faible dérive
- Fréquence de fonctionnement jusqu'à 50 kHz

- Direct drive of the switching transistor
- Complete PWM power control circuitry
- Up to ± 1 A peak base current output (*)
- Output transistor V_{CEsat} sensing
- Output transistor current limitation
- Under and over voltage lockout
- Programmable soft start
- Thermal overload protection
- Regulation better than 0,2 %
- Low drift 2,5 V reference
- 50 kHz operating frequency

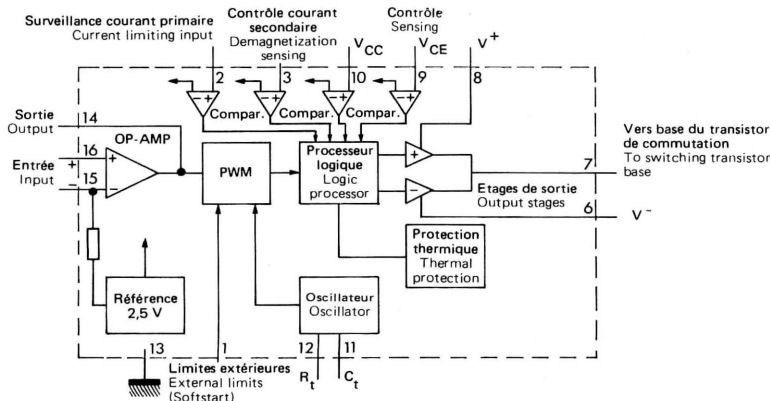
(*) Le courant moyen est limité par la dissipation

(*) The average current is limited by the package power dissipation

**BOITIER CB-79
PACKAGE**

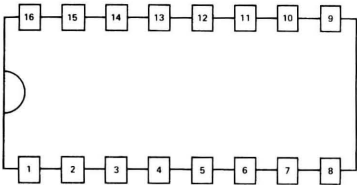


**SCHEMA - BLOC
BLOCK DIAGRAM**



BROCHAGE
PIN CONFIGURATION

BOITIER CB-79
PACKAGE



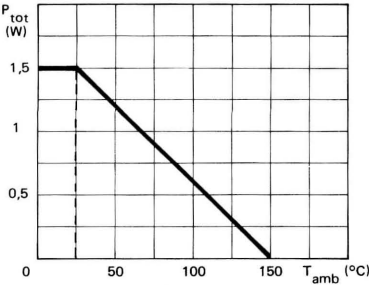
1	Accès à la butée t_{on}^* max. t_{on}^* max. limit access	9	Mesure de V_{CE} sat V_{CEsat} sensing
2	Entrée limitation du courant primaire Primary current limit input	10	V_{CC}
3	Entrée contrôle du courant secondaire Secondary current checking input	11	C_T oscillateur C_T oscillator
4	N.C.	12	R_T oscillateur R_T oscillator
5	N.C.	13	Masse Ground
6	Substrat (alimentation négative de l'étage de sortie) Substrate (negative output stage supply)	14	Sortie de l'ampli-OP OP-Ampli output
7	Sortie Output	15	Entrée inverseuse de l'ampli-OP - V_{ref} OP-Ampli inverting input - V_{ref}
8	Alimentation positive de l'étage de sortie Positive output stage supply	16	Entrée non inverseuse de l'ampli-OP OP-Ampli non inverting input

* t_{on} : Limite maximale du temps de conduction
Maximum limit of conduction time

CARACTERISTIQUES THERMIQUES
THERMAL CHARACTERISTICS

Résistance thermique (jonction-ambiante) max. $R_{th(j-a)}$ 80 °C/W
Junction-ambient thermal resistance

Dissipation de puissance maximale
Maximum power dissipation



$T_j < 150^{\circ}\text{C}$

VALEURS LIMITES ABSOLUES D'UTILISATION
ABSOLUTE RATINGS (LIMITING VALUES)

Tension d'alimentation Supply voltage	V_{CC}/masse V_{CC}/ground	V(10-13)	+15	V
Alimentation auxiliaire positive de l'étage de sortie Positive auxiliary supply for the output stage		V(8-13)	+15	V
Alimentation auxiliaire négative de l'étage de sortie : Masse/Substrat Negative auxiliary supply for the output stage : Ground/Substrate		V(6-13)	-7	V
Tension entre broches 10 et 6 Voltage between pins 10 and 6		V(10-6)	+20	V
Courant de sortie (répétitif) Output current (repetitive)		I(7)	± 1	A
Courant de la broche 9 Pin 9 current		I(9)	10	mA
Courant de l'entrée limitation de courant primaire Primary current limitation input current		I(2)	± 5	mA
Courant de l'entrée surveillance du courant secondaire Secondary current checking input current		I(3)	± 5	mA
Température de jonction Junction temperature		T_j	- 40 + 150	°C
Température de stockage Storage temperature		T_{stg}	- 40 + 150	°C

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
ELECTRICAL CHARACTERISTICS
 $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ (Sauf indications contraires)
 (Unless otherwise stated)

PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	BROCHES PINS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITES UNITS
Tension d'alimentation Supply voltage		V(10-13)	6,5	10	14	V
Courant d'alimentation en fonctionnement Supply operating current	$V_{CC} = 10\text{ V}$	I(10)		18		mA
Tension d'alimentation auxiliaire positive de sortie Positive output auxiliary supply voltage		V(8-13)		4		V
Tension d'alimentation auxiliaire négative de sortie Negative output auxiliary supply voltage		V(6-13)		-5		V
Seuil de V_{CC} pour assurer le fonctionnement (à la croissance de V_{CC}) V_{CC} threshold to insure operation (V_{CC} increasing)		V(10-13)		6,5		V
Seuil de V_{CC} pour assurer le fonctionnement (à la décroissance de V_{CC}) V_{CC} threshold to insure operation (V_{CC} decreasing)		V(10-13)		6		V
Seuil de l'entrée limitation du courant primaire Primary current limit input threshold		V(2-13)		$\pm 0,2$		V
Courant de l'entrée limitation du courant primaire Primary current limit input current	$V_I = 0\text{ V}$	V(2)		± 2	± 20	μA

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

T_{amb} = 25°C (Sauf indications contraires)
(Unless otherwise stated)

PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	BROCHES PINS	MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Seuil de l'entrée surveillance du courant secondaire Secondary current checking input threshold		V(3-13)	+0,1	V
Courant de l'entrée surveillance du courant secondaire Secondary current checking input current	$V_I = 0\text{ V}$	I(3)	+1 +10	μA
Gain en boucle ouverte de l'ampli-OP OP-Ampli open loop gain			100.000	
Courant d'entrée de l'ampli-OP OP-Ampli input current		I(16)	45	nA
Tension de décalage de l'ampli-OP OP-Ampli offset voltage			5	mV
Impédance de l'entrée inverseuse de l'ampli-OP OP-Ampli inverting input impedance			$1\text{ k}\Omega \text{ à } V_{\text{ref}}$	
Tension de référence interne Internal reference voltage		V(15-13)	2,5	V
Dérive de la tension de référence dans toute la gamme de température Voltage reference shift through the whole temperature range			< 1	%
Fréquence maximale d'oscillation Maximum oscillator operating frequency			50	kHz
Formule de la fréquence d'oscillations Oscillator free running frequency formula	$I(12) = 0,5\text{ mA}$		$f = \frac{1,85}{R_T \cdot C_T}$	Hz
Courant optimal dans R_T R_T optimal current		I(12)	0,5	mA
Limite maximale du temps de conduction (ajustement interne) Maximum limit of conduction time (internal setting)	$V_{CC} < 6,5$ $6,5 < V_{CC} < 14$ $V_{CC} > 14$		0 45 0	% de période % of period
Limite maximale du temps de conduction (ajustement externe) Maximum limit of conduction time (external setting)	$V(14-10) < 0,375 V_{CC}$ $0,375 V_{CC} < V(1-13) < 0,625 V_{CC}$ $0,625 V_{CC} < V(1-13)$		90 suivant V(1-13) according to V ₁₄₋₁₀ 0	% de période % of period

DESCRIPTION DES CIRCUITS DU UAA4001 DP

L'amplificateur d'erreur a son entrée négative reliée à la référence, sa sortie accessible permet d'ajuster le gain. L'oscillateur, générateur de rampe, est contrôlé en fréquence par les éléments R_T , C_T . L'étage de sortie peut fournir jusqu'à ± 1 A. Une régulation interne permet de maintenir le transistor de puissance dans l'état de quasi saturation optimisant la commutation. L'attaque négative de base a lieu après évacuation des charges stockées.

Le processeur logique centralise toutes les informations issues des circuits de surveillance. Le signal de sortie est supprimé lorsque la température de jonction du circuit intégré dépasse 150°C . Les impulsions de sortie ne sont autorisées que lorsque V_{CC} est compris entre 6,5 V et 14 V, le seuil inférieur étant à hystérésis. Un comparateur (borne 2) permet de détecter l'instant où le courant primaire dépasse un seuil fixé ; dans ce cas, l'attaque de base est interrompue. Le courant primaire ne peut circuler que lorsque le courant secondaire est annulé. La fin du courant secondaire est détectée par l'annulation de la tension aux bornes d'un enroulement auxiliaire, grâce à un comparateur (borne 3) dont le seuil est 0,1 V. Un autre comparateur (borne 9) détermine si le V_{CE} du transistor de puissance dépasse 5 V ; ceci définit l'instant d'application de l'impulsion négative sur sa base. Dans certaines conditions, une désaturation accidentelle peut être détectée et le courant de sortie est coupé.

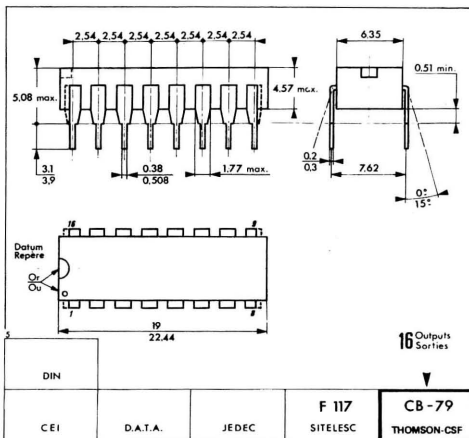
Un démarrage progressif est également possible : un condensateur connecté entre la broche 1 et V_{CC} permet de fixer un T_{ON} max progressivement variable jusqu'à la valeur du régime normal.

CIRCUITS DESCRIPTION OF UAA4001 DP

The error amplifier has its negative input connected to the reference, its output is available allowing gain adjustment. The oscillator is a ramp generator and is frequency controlled with external components R_T , C_T . The output stage can supply up to ± 1 A. A regulation loop helps keeping the output transistor in its quasi saturation state, optimizing switching. The negative base drive occurs when the stored charges have been removed.

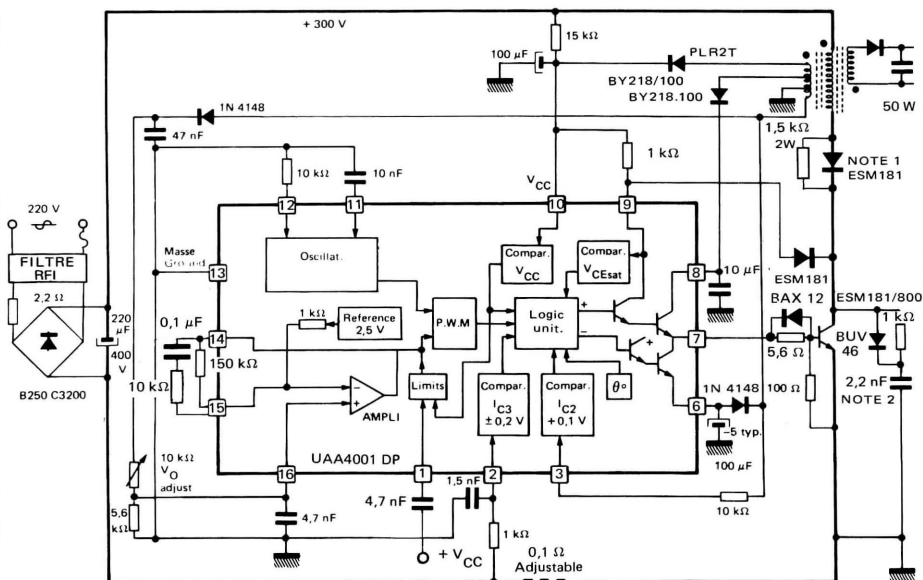
The logic processor centralises all the informations coming from the supervisory circuits. The output signal is switched off when the junction temperature is over 150°C . Output pulses will be delivered only when V_{CC} is between 6,5 V and 14 V ; the lower threshold has an hysteresis of 0,5 V. Primary current limiting is taken care of by the comparator on pin 2 ; base drive is cut off in case of over current. Primary current is allowed only when the secondary current has come to an end. Sensing the voltage on the secondary winding is done with the comparator on pin 3. V_{CE} sensing on pin 9 determines the proper timing for application of the negative pulse on the base. In some instances, the output current is switched off if the output transistor gets out of saturation.

With an access on pin 1, T_{ON} can be adjusted and soft starting can be implemented by connecting a capacitor between pin 1 and V_{CC} . T_{ON} will vary progressively until its steady nominal value.



APPLICATION STANDARD "FLYBACK" — Alimentation à découpage

STANDARD FLYBACK APPLICATION — Switching regulator



NOTE 1 : Circuit d'amortissement à la coupure du courant secondaire (facultatif)
Damping circuit for the off switching of the secondary current (optional)

NOTE 2 : Réseau d'aide à la commutation RDC
Current snubber network

NOTE 3 : Les broches 10 (V_{CC}) et 6 (substrat) doivent être soigneusement découplées à la masse (broche 13)
Pins 10 (V_{CC}) and 6 (substrate) must be carefully by passed to ground (pin 13)

**AMPLIFICATEUR BF 20 W AVEC PROTECTION CONTRE LES
COURTS-CIRCUITS ET LIMITATION THERMIQUE**
20 W HI FI AUDIO POWER AMPLIFIER WITH SHORT-CIRCUIT
PROTECTION AND THERMAL SHUT-DOWN

NOTICE PRELIMINAIRE
PRELIMINARY DATA

Le TDA1102 SP est un amplificateur BF intégré à entrées différentielles, spécialement développé pour les applications haute-fidélité. Il fournit 20 W dans une charge de 4 ohms avec une tension d'alimentation de 28 V ou ± 14 V ($d = 1\%$).

Il est monté dans un boîtier de puissance à très faible résistance thermique. Un dispositif interne le protège contre un échauffement excessif et contre les courts circuits sur la charge et directement sur la sortie. Chaque transistor de puissance en sortie est protégé par un dispositif original (et breveté) qui l'empêche de travailler dans des conditions dangereuses. L'aire permise ne rétrécit pas quand la température de jonction augmente.

Le TDA1102 SP a le même brochage que le TDA1111 SP.

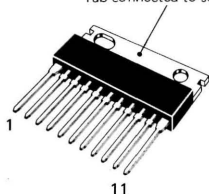
The TDA1102 SP is a monolithic power amplifier with differential inputs specially intended for use as audio high fidelity amplifier. Typically it provides 20 W output power ($d = 1\%$) at $V_{CC} = 28$ V, or ± 14 V, $R_L = 4 \Omega$.

It is supplied in a special case featuring very low thermal resistance. An internal circuitry protects it against overheating, load and DC short-circuit. Each power transistor is protected by an original (and patented) circuit which prevents it from working in dangerous conditions. The permitted area doesn't shrink with increased junction temperature.

The TDA1102 SP has the same pin configuration as TDA1111 SP.

BOITIER CB-173
CASE

Ailette connectée au substrat
Tab connected to substrate



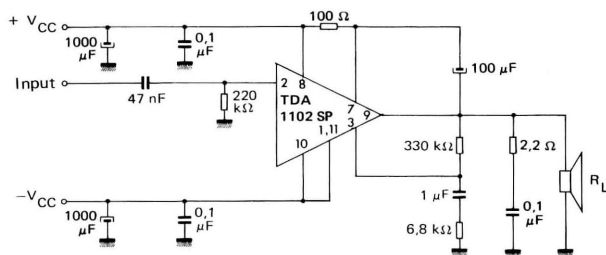
CARACTERISTIQUES PRINCIPALES
MAIN FEATURES

Puissance de sortie 20 W à 28 V, $R_L = 4 \Omega$
Output power

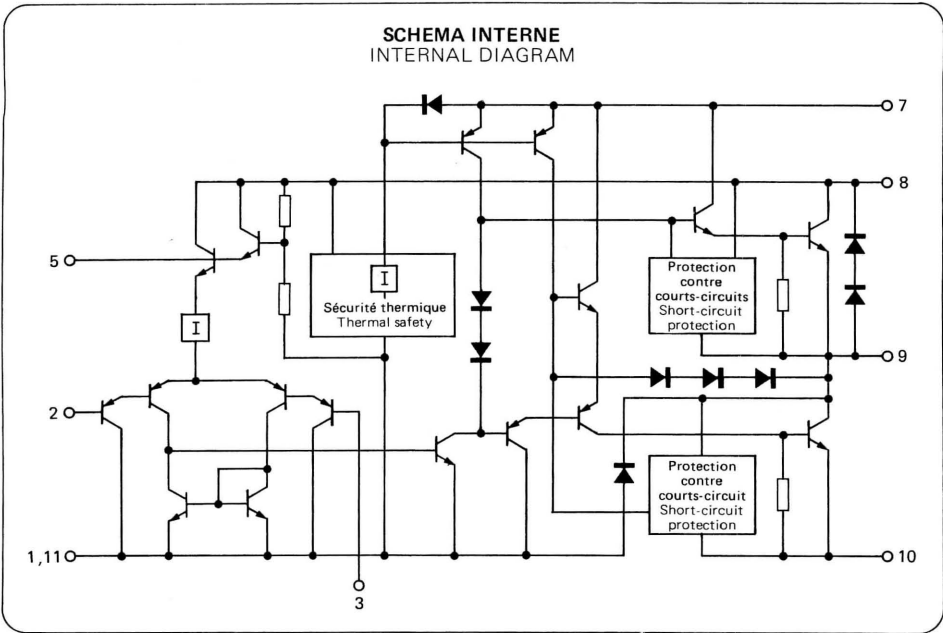
Protection contre surcharges thermiques
Protected against overheating

Protection court-circuit charge et sortie
Load and DC short-circuit protection

SCHEMA D'APPLICATION TYPIQUE
TYPICAL APPLICATION CIRCUIT



$$A_V = 34 \text{ dB}$$



BROCHAGE
PIN CONFIGURATION

BOITIER **CB-173**
Case

Les broches 1 et 11 sont réunies intérieurement et solidaires de l'ailette.

1 Substrat $-V_{CC}$ Substrate 2 Entrée non inverseuse Non inverting input 3 Entrée inverseuse Inverting input 4 Ne pas utiliser Not to be used 5 Filtrage Ripple rejection 6 Ne pas utiliser Not to be used	7 Bootstrap Bootstrap 8 $+V_{CC}$ 9 Sortie Output 10 $-V_{CC}$ 11 Substrat $-V_{CC}$ Substrate
---	--

Pins 1 and 11 are internally connected and joined to the tab.

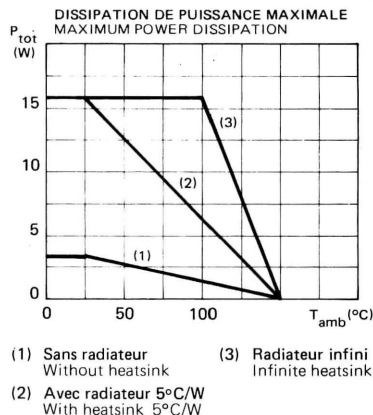
VALEURS LIMITES ABSOLUES ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS				
Tension d'alimentation Supply voltage	max.	V_{CC}	36	V
Température de jonction Junction temperature (1)	max.	T_j	150	°C
Température de stockage Storage temperature	min. max.	T_{stg}	- 40 + 150	°C °C

(1) Valeur limitée assurée par le dispositif de protection interne
This limit value is automatically achieved by internal protection

CARACTERISTIQUES THERMIQUES

THERMAL CHARACTERISTICS

		MIN.	TYP.	MAX.	
Résistance thermique (jonction ambiante) (Junction ambient) thermal resistance	$R_{th(j-a)}$		30	35	$^{\circ}\text{C/W}$
Résistance thermique (jonction boîtier) (Junction case) thermal resistance	$R_{th(j-c)}$		2,5	3	$^{\circ}\text{C/W}$



CARACTERISTIQUES GENERALES

GENERAL CHARACTERISTICS

 $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$

 (Voir schéma test page 5)
 (Refer to the test circuit page 5)

PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	SYMBOLES SYMBOLS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITES UNITS
Gamme de V_{CC} en fonctionnement V_{CC} operating range		V_{CC}	12		32	V
Courant de polarisation Input bias current	$V_{CC} = 28\text{ V}$	I_B		100	400	nA
Tension de décalage à l'entrée Input offset voltage		V_{IO}		± 3		mV
Courant de décalage à l'entrée Input offset current		I_{IO}		± 25		nA
Courant d'alimentation au repos Quiescent supply current	$V_{CC} = 14\text{ V}$ $V_{CC} = 28\text{ V}$	I_{CC} I_{CC}		20 25		mA mA
Courant crête en sortie Peak output current	(Voir courbe page 14) (See curve page 14)	I_O		$\pm 3,5$		A
Bande passante (-3 dB) Frequency response		B		$30 \times 120\,000$		Hz
Distorsion Distortion	$R_L = 4\,\Omega$ $V_{CC} = 28\text{ V}$ $P_O = 15\text{ W}$ $f = 1\text{ kHz}$ $f = 40\text{ Hz} \div 15\text{ kHz}$	d		0,3 0,5	1	% %
	$R_L = 4\,\Omega$ $V_{CC} = 28\text{ V}$ $P_O = 150\text{ mW} \div 10\text{ W}$ $f = 1\text{ kHz}$ $f = 40\text{ Hz} \div 15\text{ kHz}$	d		0,1 0,2	0,5	% %

CARACTERISTIQUES GENERALES (suite)
GENERAL CHARACTERISTICS (continued)

T_{amb} = 25°C

(Voir schéma test page 5)
 (Refer to the test circuit page 5)

PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	SYMBLES SYMBOLS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITES UNITS
Puissance de sortie Output power	V _{CC} = 28 V V _{CC} = 24 V R _L = 4 Ω d = 1 % f = 1 kHz	P _O	15	20 15		W W
	V _{CC} = 28 V R _L = 8 Ω d = 1 % f = 1 kHz	P _O		10,4		W
	V _{CC} = 28 V R _L = 4 Ω d = 10 % f = 1 kHz	P _O	19	25		W
	V _{CC} = 28 V R _L = 8 Ω d = 10 % f = 1 kHz	P _O		13		W
Réjection de l'ondulation d'alimentation Supply voltage rejection ratio	V _{CC} = 28 V R _L = 4 Ω ΔV _{CC} = 1 V _{pp} f _{ripple} = 100 Hz A _V = 34 dB C _D = 100 μF	SVR		57		dB
Gain de tension (boucle ouverte) Voltage gain (open loop)	f = 1 kHz	A _V		90		dB
Gain de tension (boucle fermée) (Note 1) Voltage gain (closed loop)	f = 1 kHz	A _V	30		60	dB
Résistance d'entrée Input resistance		R _I		5		MΩ
Température de la protection thermique Thermal shut down temperature				155		°C
Tension de bruit ramenée à l'entrée Input noise voltage	R _G = 10 kΩ B = 40 Hz...20 kHz	v _n		3		μV
Tension à vide borne 5 Voltage pin 5 (when unconnected) (Note 2)	V _{CC} = 28 V			20		V

Note 1 — Plage de gain pour laquelle la compensation interne assure une bonne stabilité.
 Voltage gain range giving good stability with the internal compensation.

Note 2 — La borne 5 fournit, à la mise sous tension, le courant nécessaire à la charge du condensateur de découplage.
 En régime établi, le pont de polarisation extérieur lui impose un potentiel supérieur, bloquant ainsi le transistor de charge rapide.
 When switching on, pin 5 will provide sufficient current to rapidly charge decoupling capacitor.
 At steady state, external biasing bridge will set on pin 5 a greater voltage ; thus, charging transistor gets OFF.

CIRCUIT DE MESURE TEST CIRCUIT

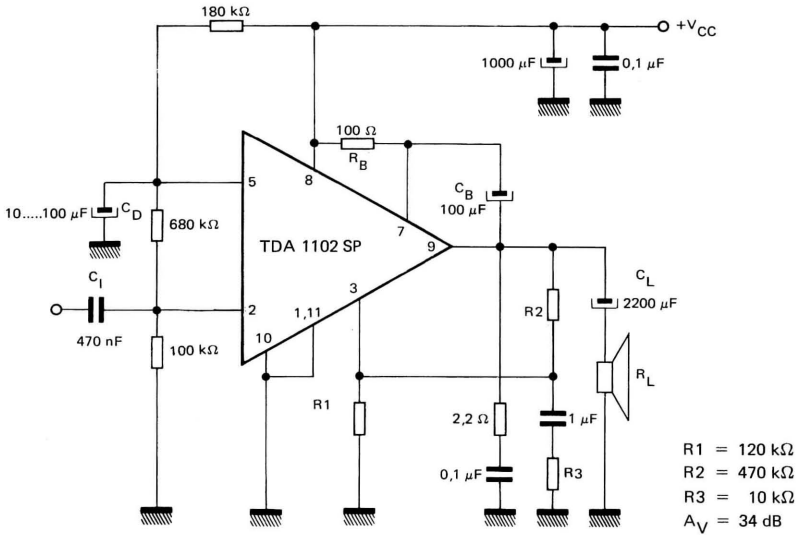


Fig. 1 — PUISSANCE DE SORTIE TYPIQUE EN FONCTION DE LA TENSION D'ALIMENTATION
TYPICAL OUTPUT POWER VERSUS SUPPLY VOLTAGE

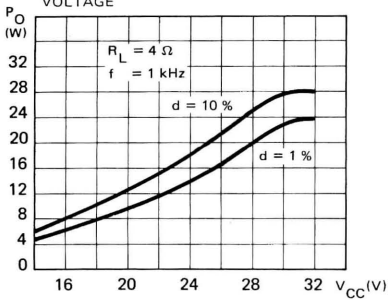


Fig. 2 — PUISSANCE DE SORTIE TYPIQUE EN FONCTION DE LA TENSION D'ALIMENTATION
TYPICAL OUTPUT POWER VERSUS SUPPLY VOLTAGE

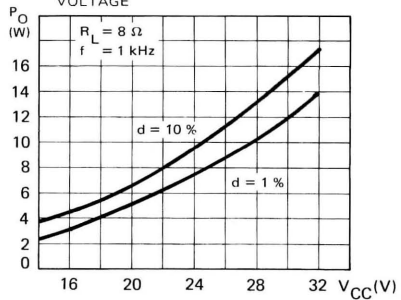


Fig. 3 — DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA
PUISSANCE DE SORTIE
TYPICAL DISTORTION VERSUS OUTPUT
POWER

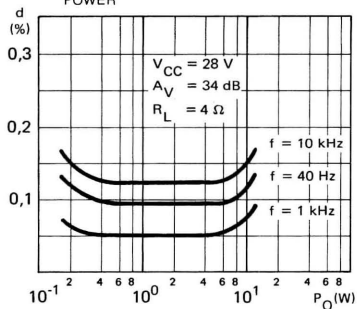


Fig. 4 — DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA
PUISSANCE DE SORTIE
TYPICAL DISTORTION VERSUS OUTPUT
POWER

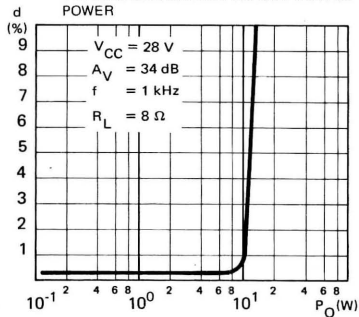


Fig. 5 — DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA
PUISSANCE DE SORTIE
TYPICAL DISTORTION VERSUS OUTPUT
POWER

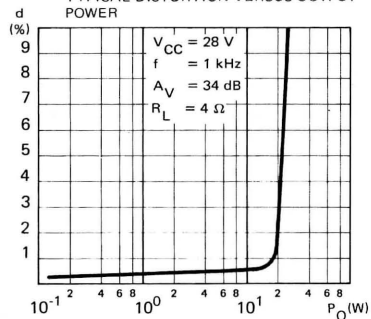


Fig. 6 — DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA
FREQUENCE
TYPICAL DISTORTION VERSUS FREQUENCY

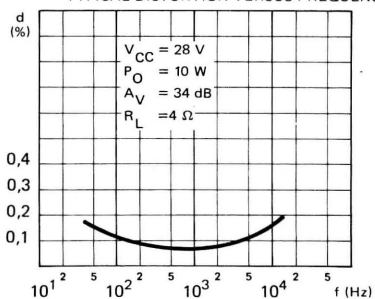


Fig. 7 — DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA
FREQUENCE
TYPICAL DISTORTION VERSUS FREQUENCY

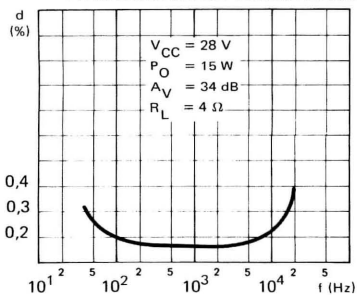


Fig. 8 — SENSIBILITE TYPIQUE EN FONCTION DE LA
PUISSANCE DE SORTIE
TYPICAL SENSITIVITY VERSUS OUTPUT
POWER

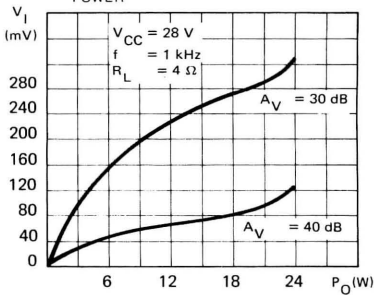


Fig. 9 — SENSIBILITE TYPIQUE EN FONCTION DE LA
 PUISSANCE DE SORTIE
 TYPICAL SENSITIVITY VERSUS OUTPUT
 POWER

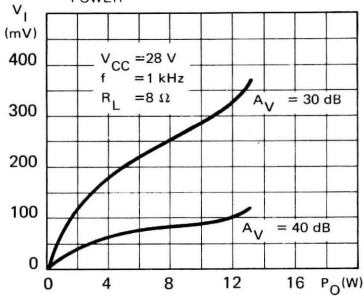


Fig. 10 — FREQUENCE DE REPONSE EN BOUCLE
 OUVERTE
 OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE

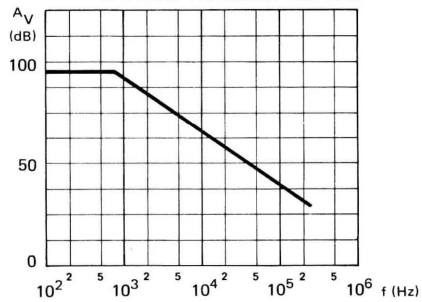


Fig. 11 — COURANT DE REPOS TYPIQUE EN FONCTION
 DE LA TENSION D'ALIMENTATION
 TYPICAL QUIESCENT CURRENT VERSUS
 SUPPLY VOLTAGE

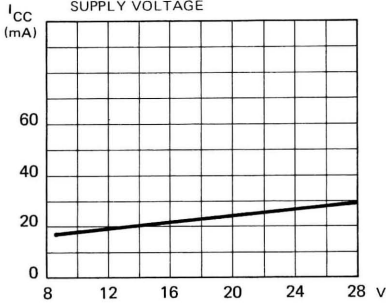


Fig. 12 — PUISSANCE DISSIPÉE TYPIQUE ET RENDEMENT
 EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE
 TYPICAL POWER DISSIPATION AND EFFICIEN-
 CY VERSUS OUTPUT POWER

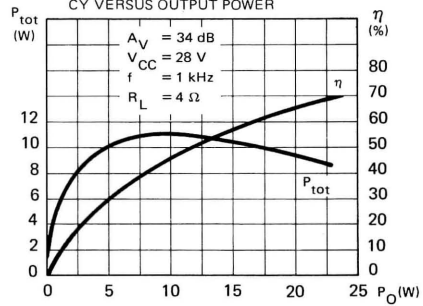


Fig. 13 — PUISSANCE DISSIPÉE TYPIQUE ET RENDEMENT
 EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE
 TYPICAL POWER DISSIPATION AND EFFICIEN-
 CY VERSUS OUTPUT POWER

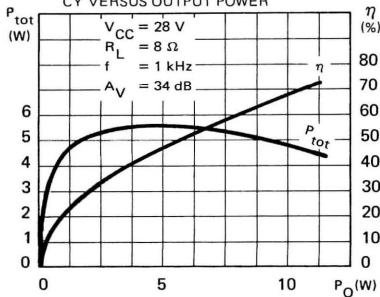
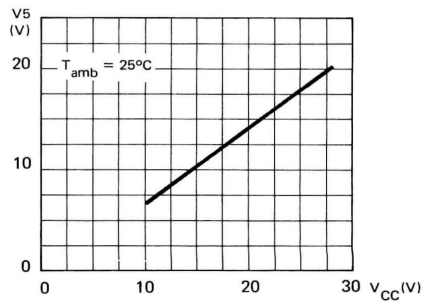
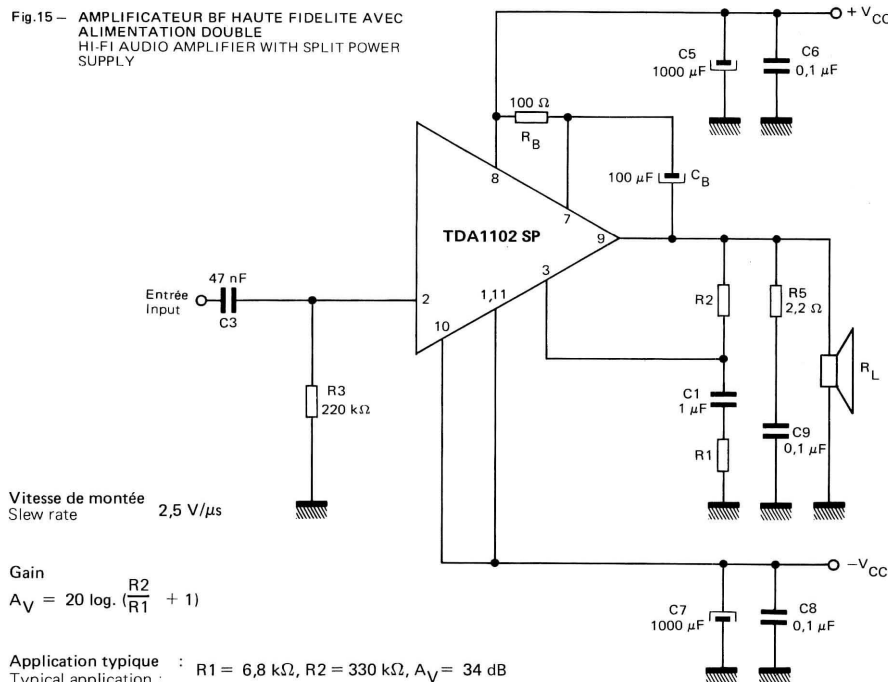


Fig. 14 — TENSION BORNE 5 EN FONCTION DE V_{CC}
 PIN 5 VOLTAGE VERSUS V_{CC}



SCHEMAS D'APPLICATION
APPLICATION CIRCUITSFig.15 — AMPLIFICATEUR BF HAUTE FIDELITE AVEC
ALIMENTATION DOUBLE
HI-FI AUDIO AMPLIFIER WITH SPLIT POWER
SUPPLY

Quand le circuit "Bootstrap" n'est pas utilisé (R_8 et C_8 supprimés, les broches 7 et 8 reliées à $+V_{CC}$), la tension de déchet vers le haut augmente d'environ 1 V, ce qui réduit la puissance disponible.
 When the bootstrap circuit is not used (R_8 and C_8 removed, pins 7 and 8 tied to $+V_{CC}$), upper voltage loss becomes approximately 1 volt greater, consequently output power is reduced.

Circuit imprimé et disposition des composants
P.C. board and component layoutEchelle : 1
Scale :Côté cuivre
Copper sideCôté composants
Component side

Ailette reliée à $-V_{CC}$
 The tab is connected to $-V_{CC}$

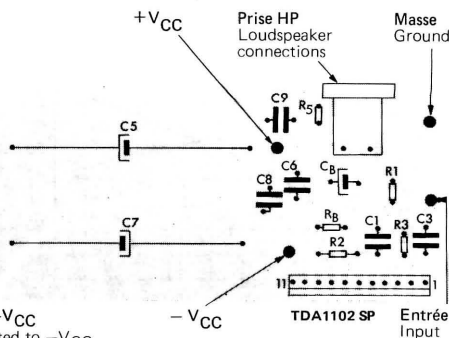
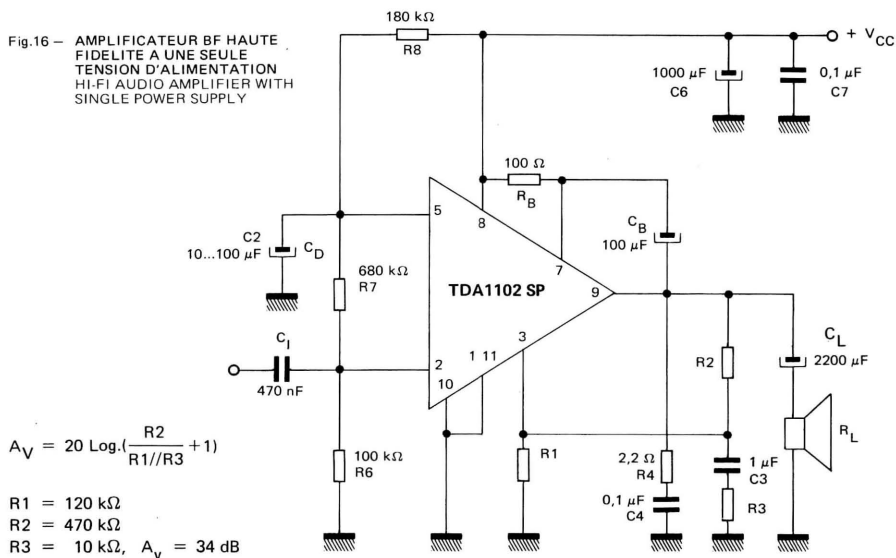


Fig.16 — AMPLIFICATEUR BF HAUTE FIDELITE A UNE SEULE TENSION D'ALIMENTATION
HI-FI AUDIO AMPLIFIER WITH SINGLE POWER SUPPLY



Quand le circuit "Bootstrap" n'est pas utilisé (R_B et C_B supprimés, les broches 7 et 8 reliées à $+V_{CC}$), la tension de déchet vers le haut augmente d'environ 1 V, ce qui réduit la puissance disponible.

When the bootstrap circuit is not used (R_B and C_B removed, pins 7 and 8 tied to $+V_{CC}$), upper voltage loss becomes approximately 1 volt greater, consequently output power is reduced.

Circuit imprimé et disposition des composants
P.C board and component layout

Echelle : 1
Scale :

Côté cuivre
Copper side

Côté composants
Component side

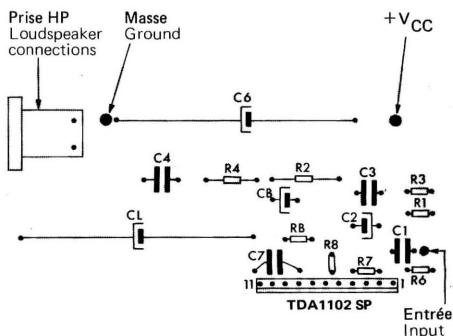
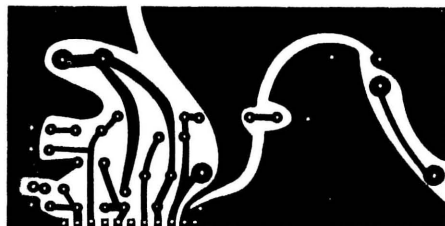
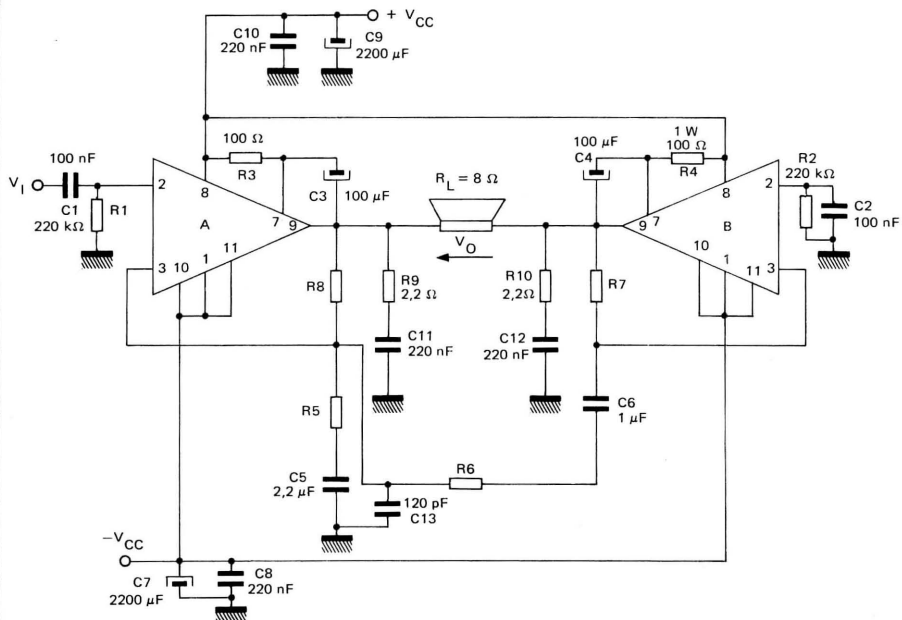


Fig.17 – APPLICATION TYPIQUE EN PONT AVEC ALIMENTATION DOUBLE
TYPICAL BRIDGE AMPLIFIER CONFIGURATION WITH SPLIT POWER SUPPLY



Gain en tension de l'amplificateur A
Voltage gain A amplifier

$$A_V(A) = 20 \text{ Log.} \left(\frac{R_8}{R_5 // R_6} + 1 \right)$$

$$\frac{\text{Gain total}}{\text{Total gain}} \quad 20 \text{ Log. } \left| \frac{V_O}{V_I} \right| = 46 \text{ dB}$$

Gain en tension de l'amplificateur B
Voltage gain B amplifier

$$A_V(B) = 20 \text{ Log.} \left| -\frac{R_7}{R_6} \right|$$

Avec $R7 = 470 \text{ k}\Omega$, $R8 = 220 \text{ k}\Omega$, $R5 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R6 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $A_V(A) = A_V(B) = 40 \text{ dB}$

PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS		MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Puissance de sortie Output power	$V_{CC} = \pm 14 \text{ V}$ $R_L = 8 \Omega$ $f = 1 \text{ kHz}$ $A_V(A) = A_V(B) = 40 \text{ dB}$ $d = 1 \%$ $d = 10 \%$	P_O	36 44	W W
Tension de décalage en sortie Output offset voltage	$R_7 = 470 \text{ k}\Omega, R_8 = 220 \text{ k}\Omega$ $R_5 = 4,7 \text{ k}\Omega, R_6 = 4,7 \text{ k}\Omega$ $A_V(A) = A_V(B) = 40 \text{ dB}$	$V_{O(off)}$	5	mV

Amplificateur typique en pont avec alimentation double (pour le circuit de la figure 17)
Typical bridge amplifier configuration with split power supply (for the circuit of figure 17)

Fig.18 — DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA FREQUENCE
TYPICAL DISTORTION VERSUS FREQUENCY

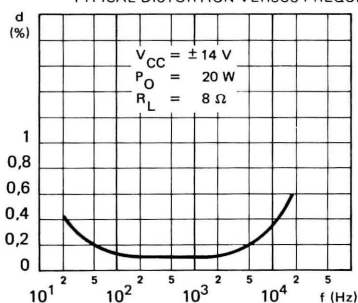
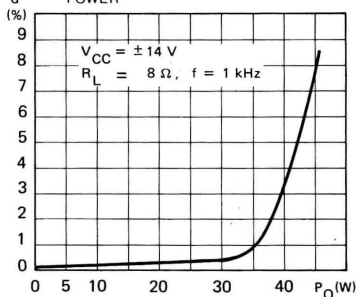


Fig.19 — DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE
TYPICAL DISTORTION VERSUS OUTPUT POWER



Circuit imprimé et disposition des composants pour le circuit de la figure 17
P.C board and component layout for the circuit of figure 17

L'isolation électrique doit être utilisée entre l'ailette et le radiateur
Electrical isolation must be used between the tab and the heatsink

Echelle: 1
Scale: 1

Côté cuivre
Copper side

Côté composants
Component side

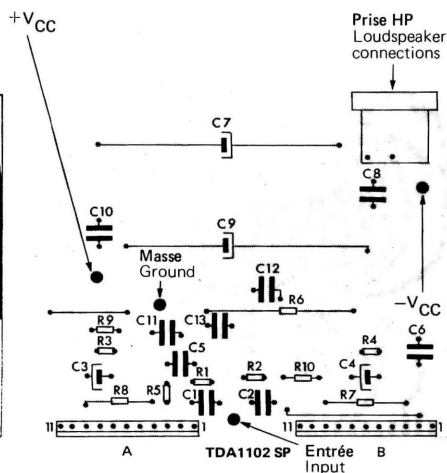
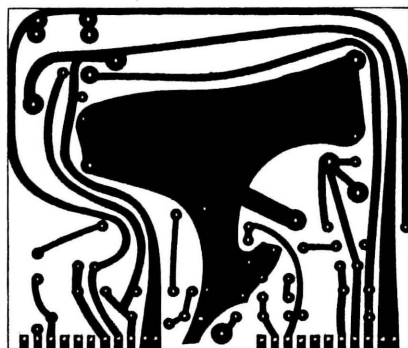
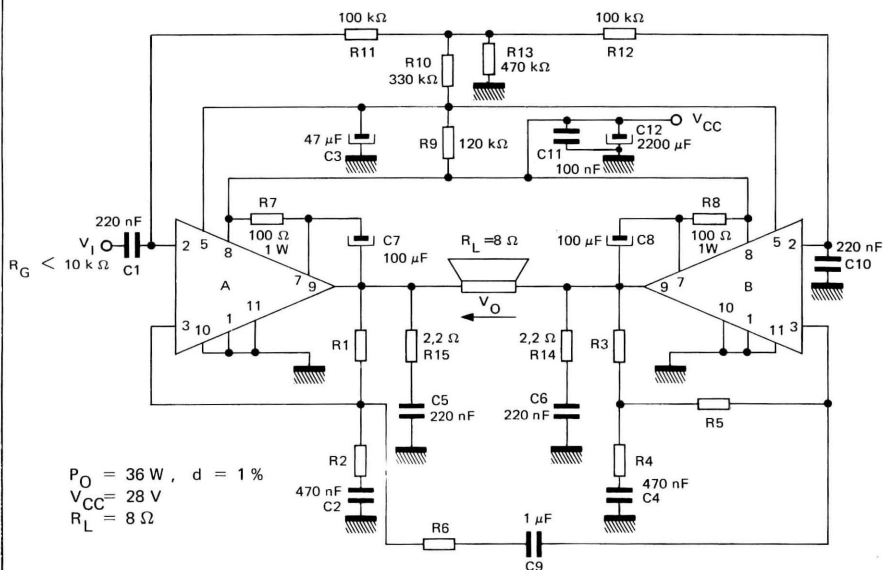


Fig.20 — APPLICATION TYPIQUE EN PONT AVEC ALIMENTATION SIMPLE
TYPICAL BRIDGE AMPLIFIER CONFIGURATION WITH SINGLE POWER SUPPLY



Gain en tension des amplificateurs A et B
Voltage gain A and B amplifiers

$$A_V(A) = 20 \text{ Log.} \left(\frac{R1}{R2//R6} + 1 \right) \quad A_V(B) = 20 \text{ Log.} \left| \left(\frac{R3}{R4} + 1 \right) \left(-\frac{R5}{R6} \right) \right|$$

avec $R1 = R3 = 470 \text{ k}\Omega$, $R2 = R4 = 15 \text{ k}\Omega$, $R5 = R6 = 100 \text{ k}\Omega$, $A_V(A) = A_V(B) = 30 \text{ dB}$
with

Gain total
Total gain

$$20 \text{ Log.} \left(\frac{V_O}{V_I} \right) = 36 \text{ dB}$$

Amplificateur typique en pont avec alimentation simple (pour le circuit de la figure 20)
Typical bridge amplifier configuration with single power supply (for the circuit of the figure 20)

Fig.21 — DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA FREQUENCE
TYPICAL DISTORTION VERSUS FREQUENCY

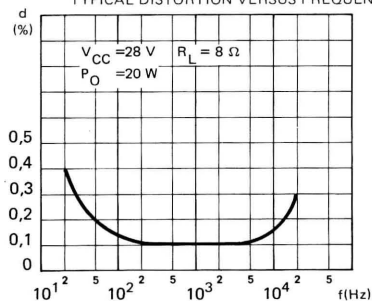
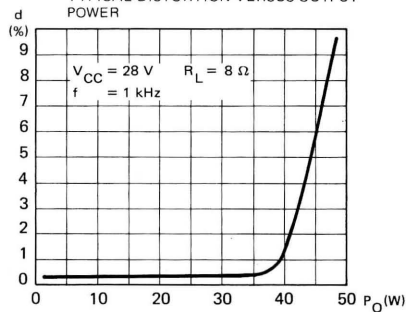


Fig.22 — DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE
TYPICAL DISTORTION VERSUS OUTPUT POWER

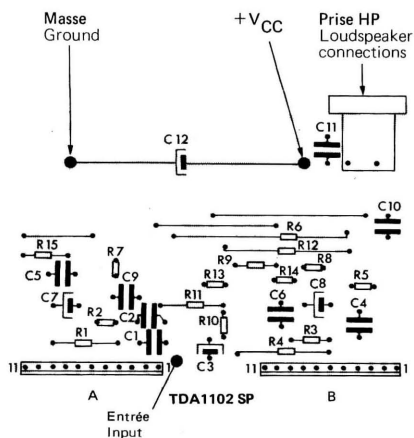
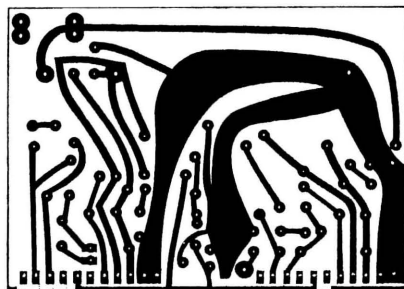


Circuit imprimé et disposition des composants (pour le circuit de la figure 20)
P.C board and component layout (for the circuit of the figure 20)

Echelle : 1
Scale :

Côté cuivre
Copper side

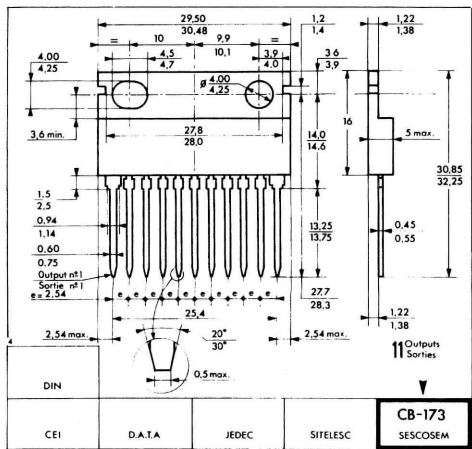
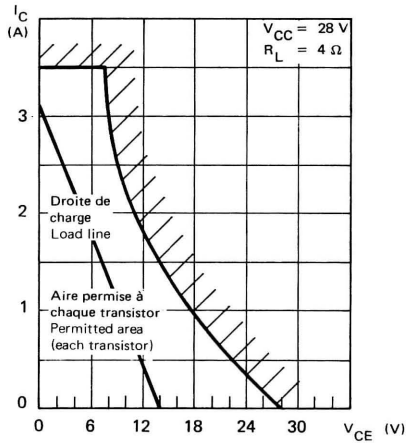
Côté composants
Component side



PROTECTION CONTRE LES SURCHARGES ET LES SURTENSIONS
OVERLOAD AND OVERVOLTAGE PROTECTION

Chaque transistor de puissance est protégé par un circuit spécial, entièrement intégré, qui l'empêche de fonctionner dans des conditions dangereuses. L'aire permise ne rétrécit pas quand la température de jonction augmente.

Each power transistor is protected by a special, entirely integrated circuit, which prevents it from working in dangerous conditions. The permitted area will not shrink with increased junction temperature.



AMPLIFICATEUR BF 20 W HI FI MONOTENSION
20 W HI FI AUDIO POWER SINGLE SUPPLY
VOLTAGE AMPLIFIER

Le TDA1103 SP est un amplificateur BF intégré, spécialement développé pour les applications haute-fidélité. Il fournit jusqu'à 20 W dans une charge de 4 Ω avec une tension d'alimentation de 28 V ($d = 1\%$). Il est monté dans un boîtier de puissance à très faible résistance thermique. Un dispositif interne le protège contre un échauffement excessif et contre les courts-circuits sur la charge et directement sur la sortie.

La conception du circuit a été particulièrement faite pour travailler en alimentation monotension avec un minimum de composants extérieurs.

Chaque transistor de sortie est protégé par un dispositif original (et breveté) qui l'empêche de travailler dans des conditions dangereuses. L'aire permise ne rétrécit pas quand la température de jonction augmente.

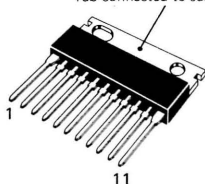
The TDA1103 SP is a monolithic power amplifier specially intended for use as audio high fidelity amplifier. Typically it provides 20 W output power ($d = 1\%$) at $V_{CC} = 28$ V, $R_L = 4 \Omega$. It is supplied in a special case featuring very low thermal resistance. An internal circuitry protects it against overheating, load and DC short-circuit.

It has been designed specially for single supply voltage with the use of a minimum of external components.

Each power transistor is protected by an original (and patented) circuit which prevents it from working in dangerous conditions. The permitted area doesn't shrink with increased junction temperature.

BOITIER CB-173
CASE

Ailette connectée au substrat
Tab connected to substrate



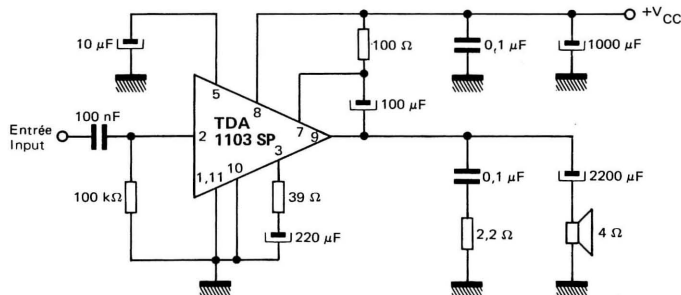
CARACTERISTIQUES PRINCIPALES
MAIN FEATURES

Puissance de sortie pour $V_{CC} = 28$ V, $R_L = 4 \Omega$, ($d = 1\%$)
Output power for $V_{CC} = 28$ V, $R_L = 4 \Omega$, ($d = 1\%$)
 $P = 20$ W

Protection contre surcharges thermiques
Protected against overheating

Protection court-circuit charge et sortie
Load and DC short-circuit protection

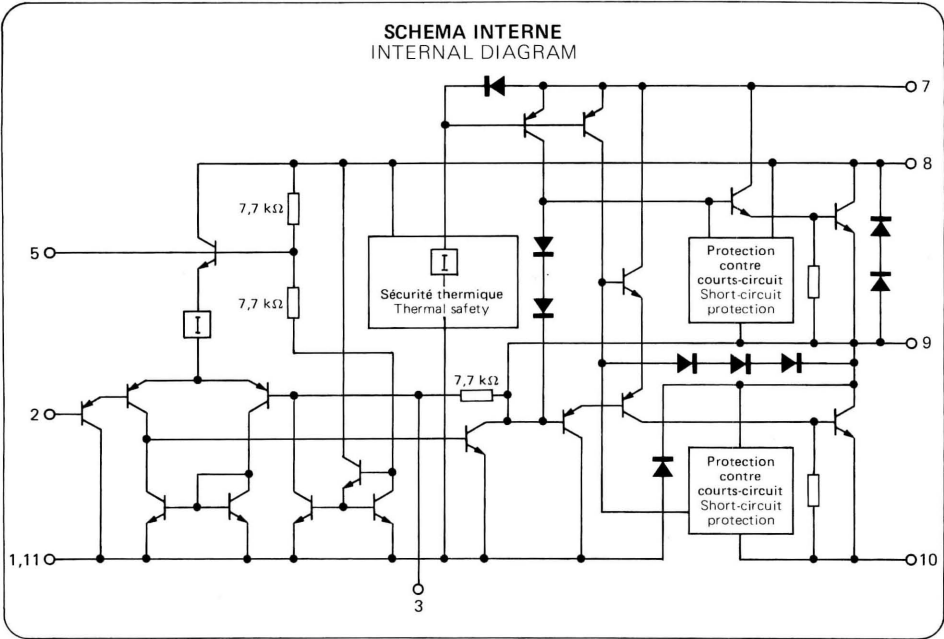
SCHEMA D'APPLICATION TYPIQUE
TYPICAL APPLICATION CIRCUIT



Gain $A_V = 46$ dB
Gain

NOTICE PRELIMINAIRE
PRELIMINARY DATA

50, rue Jean-Pierre Timbaud - B.P.5
F - 92403 Courbevoie Cedex FRANCE
Tel. : (1) 788-50-01 Telex : 610560



BROCHAGE
PIN CONFIGURATION

BOITIER CB-173
Case

Les broches 1 et 11 sont réunies intérieurement et solidaires de l'ailette.
Pins 1 and 11 are internally connected and joined to the tab.

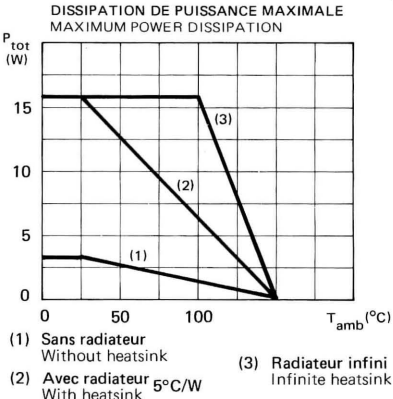
1 Substrat Substrate	7 Bootstrap Bootstrap
2 Entrée Input	8 +V _{CC}
3 Contre-réaction Feed-back	9 Sortie Output
4 Ne pas utiliser Not to be used	10 Masse de l'étage final Power stage ground
5 Filtrage Ripple rejection	11 Substrat Substrate
6 Ne pas utiliser Not to be used	

VALEURS LIMITES ABSOLUES ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS				
Tension d'alimentation Supply voltage		V _{CC}	36	V
Température de jonction (1) Junction temperature	max.	T _j	150	°C
Température de stockage Storage temperature	min. max.	T _{stg}	-40 +150	°C

(1) Valeur limite assurée par le dispositif de protection interne
This limit value is automatically achieved by internal protection

CARACTERISTIQUES THERMIQUES
THERMAL CHARACTERISTICS

		MIN.	TYP.	MAX.	
Résistance thermique (jonction-ambiante) (Junction ambient) thermal resistance	$R_{th(j-a)}$		30	35	°C/W
Résistance thermique (jonction-boîtier) (Junction case) thermal resistance	$R_{th(j-c)}$		2,5	3	°C/W



CARACTERISTIQUES GENERALES
GENERAL CHARACTERISTICS

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$

(Voir schéma test figure 1)
(Refer to the test circuit figure 1)

PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	SYMBLES SYMBOLS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITES UNITS
Gamme de V_{CC} en fonctionnement V_{CC} operating range		V_{CC}	12		28	V
Courant d'alimentation au repos Quiescent supply current	$V_{CC} = 14\text{ V}$ $V_{CC} = 28\text{ V}$	I_{CC} I_{CC}		20 25		mA mA
Courant crête en sortie Peak output current				±3,5		A
Courant d'entrée Input bias current		I_i		100 400		nA
Résistance d'entrée Input resistance		R_i		5		MΩ
Tension de repos de sortie Quiescent output voltage	$V_{CC} = 28\text{ V}$ $V_{CC} = 14\text{ V}$	V_O V_O	13,3 6,65	14 7	14,7 7,35	V V
Résistance interne de contre-réaction Internal feed-back resistor		R_f		7,7		kΩ
Tension continue broche 5 DC voltage pin 5	$V_{CC} = 28\text{ V}$			14,6		V
Puissance de sortie Output power	$V_{CC} = 28\text{ V}$ $V_{CC} = 24\text{ V}$ $R_L = 4\text{ }\Omega$ $d = 1\%$ $f = 1\text{ kHz}$	P_O P_O	15	20 14		W W
	$V_{CC} = 28\text{ V}$ $R_L = 8\text{ }\Omega$ $d = 1\%$ $f = 1\text{ kHz}$	P_O		10,4		W

CARACTERISTIQUES GENERALES (suite)
 GENERAL CHARACTERISTICS (continued)
 $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ (Voir schéma test figure 1)
(Refer to the test circuit figure 1)

PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	SYMBLES SYMBOLS	MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Puissance de sortie Output power	$V_{CC} = 28\text{ V}$ $R_L = 4\ \Omega$ $d = 10\%$ $f = 1\text{ kHz}$	P_O	19 25	W
	$V_{CC} = 28\text{ V}$ $R_L = 8\ \Omega$ $d = 10\%$ $f = 1\text{ kHz}$	P_O	13	W
Bande passante Frequency response	$R_L = 4\ \Omega$ $V_{CC} = 28\text{ V}$	B	30 → 120 000	Hz
Distorsion Distortion	$R_L = 4\ \Omega$ $V_{CC} = 28\text{ V}$ $P_O = 15\text{ W}$ $f = 1\text{ kHz}$ $f = 40\text{ Hz} \rightarrow 15\text{ kHz}$	d	0,4 1	%
	$R_L = 4\ \Omega$ $V_{CC} = 28\text{ V}$ $P_O = 150\text{ mW} \rightarrow 10\text{ W}$ $f = 1\text{ kHz}$ $f = 40\text{ Hz} \rightarrow 15\text{ kHz}$	d	0,15 0,5	%
Réjection de l'ondulation d'alimentation Supply voltage rejection ratio	$V_{CC} = 28\text{ V}$ $R_L = 4\ \Omega$ $\Delta V_{CC} = 1\text{ Vpp}$ $f_{\text{ripple}} = 100\text{ Hz}$ $A_V = 46\text{ dB}$ $C_r = 10\ \mu\text{F}$	SVR	38	dB
Température de la protection thermique Thermal shut down temperature			155	$^{\circ}\text{C}$
Gain en tension (boucle ouverte) Voltage gain (open loop)	$f = 1\text{ kHz}$	A_V	85	dB
Gain en tension (boucle fermée) Voltage gain (closed loop) (Note 1)	$f = 1\text{ kHz}$	A_V	34 60	dB
Tension de bruit ramenée à l'entrée Input noise voltage	$R_G = 10\text{ k}\Omega$ $B = 40\text{ Hz} \dots 20\text{ kHz}$ $V_{CC} = 28\text{ V}$	v_n	3	μV
Admissibilité d'entrée (Note 1) Voltage for input saturation	$V_{CC} = 28\text{ V}$ $f = 1\text{ kHz}$	V_I	200	mV/RMS

Note 1 La tension d'entrée maximum peut être augmentée (et le gain min. diminué) au moyen d'une application spéciale. Voir note application fig. 18. La plage 34 dB-60 dB assure la stabilité et le minimum de distorsion.

It is possible to increase the maximum input voltage (and to decrease the minimum voltage gain) by the means of a special application. See application information fig. 18. The 34 dB-60 dB range guaranties both stability and minimum distortion.

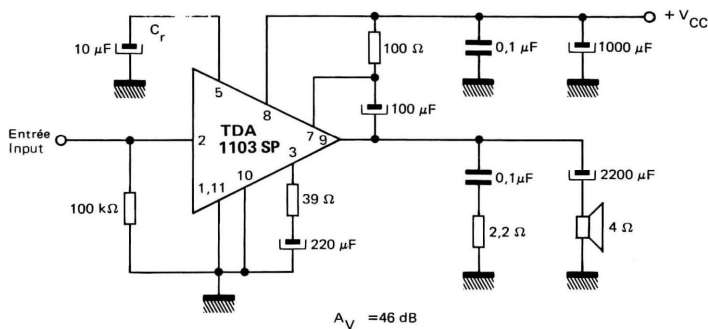
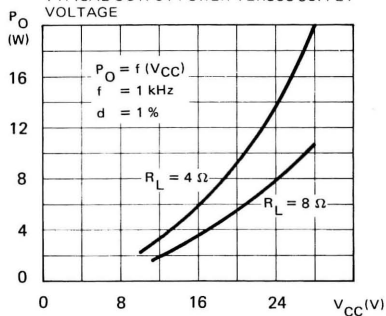
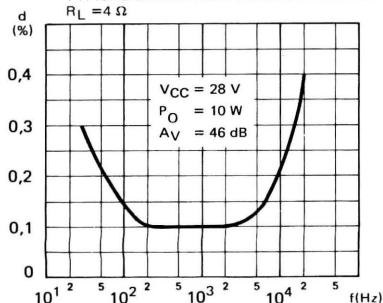
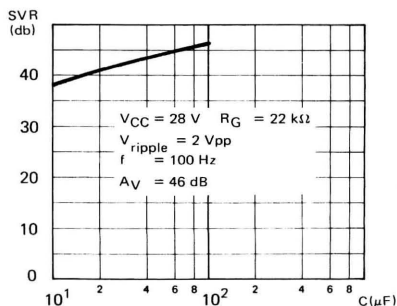
Fig. 1 — CIRCUIT DE MESURE
TEST CIRCUITFig. 2 — PUISSANCE DE SORTIE TYPIQUE EN FONCTION
DE LA TENSION D'ALIMENTATION
TYPICAL OUTPUT POWER VERSUS SUPPLY
VOLTAGEFig. 3 — DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA
FREQUENCE $R_L = 4 \Omega$
TYPICAL DISTORTION VERSUS FREQUENCY
 $R_L = 4 \Omega$ Fig. 4 — SVR TYPIQUE EN FONCTION DE C_r
TYPICAL SVR VERSUS C_r 

Fig. 5 — SENSIBILITE TIPIQUE EN FONCTION DE LA
PUISSEANCE DE SORTIE
TYPICAL SENSITIVITY VERSUS OUTPUT
POWER $R_L = 4\Omega$

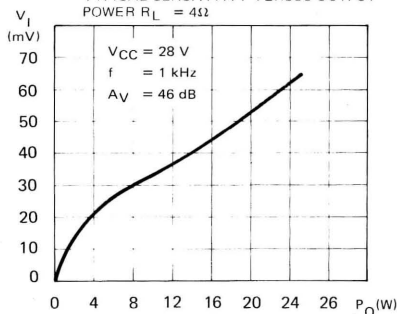


Fig. 6 — SENSIBILITE TIPIQUE EN FONCTION DE LA
PUISSEANCE DE SORTIE
TYPICAL SENSITIVITY VERSUS OUTPUT
POWER $R_L = 8\Omega$

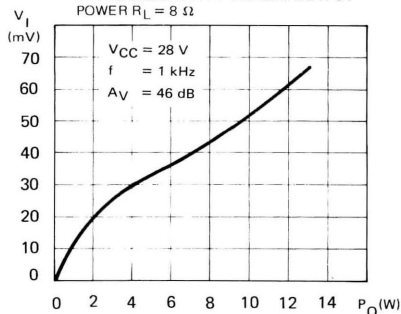


Fig. 7 — FREQUENCE DE REPONSE EN BOUCLE
OUVERTE
OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE

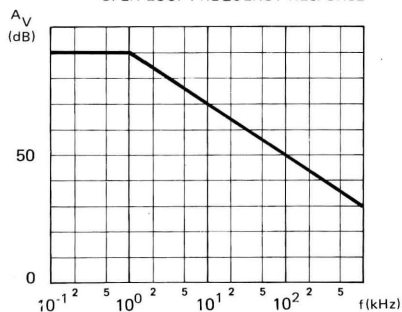


Fig. 8 — COURANT DE REPOS TIPIQUE EN FONCTION
DE LA TENSION D'ALIMENTATION
TYPICAL QUIESCIENT CURRENT VERSUS
SUPPLY VOLTAGE

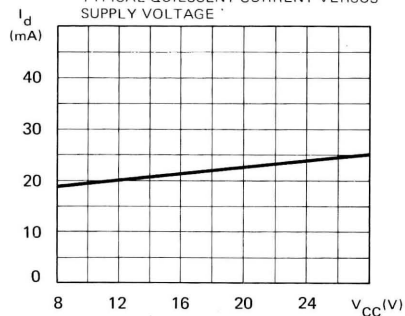


Fig. 9 — PUISSANCE DISSIPEE TIPIQUE ET RENDEMENT
EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE
TYPICAL POWER DISSIPATION AND EFFICIENCY
VERSUS OUTPUT POWER

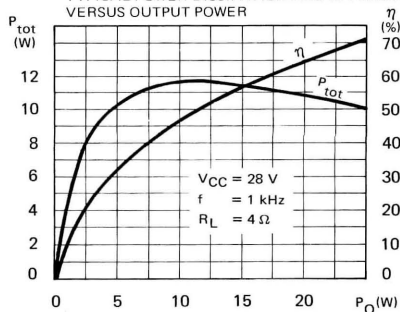
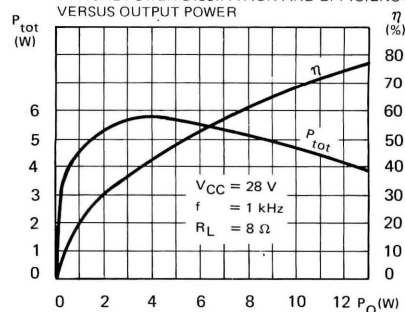


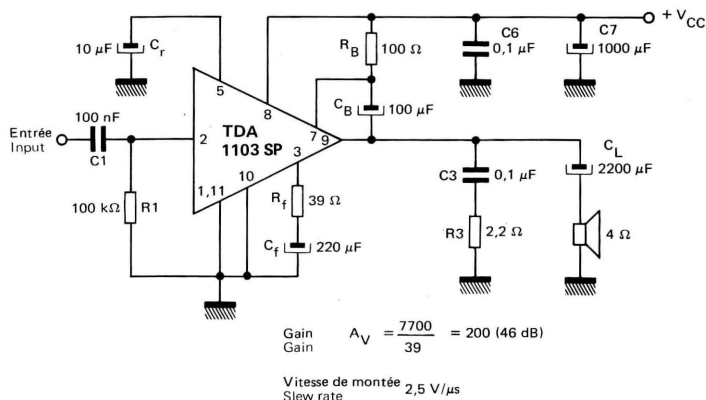
Fig. 10 — PUISSANCE DISSIPEE TIPIQUE ET RENDEMENT
EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE
TYPICAL POWER DISSIPATION AND EFFICIENCY
VERSUS OUTPUT POWER



SCHEMAS D'APPLICATION

APPLICATION CIRCUITS

Fig. 11 — AMPLIFICATEUR BF HAUT FIDELITE
HI-FI AUDIO AMPLIFIER



Quand le circuit "Bootstrap" n'est pas utilisé (R_B et C_B supprimés, les broches 8 et 7 reliées à $+V_{CC}$), la tension de déchet vers le haut augmente d'environ 1 V, ce qui réduit la puissance disponible.
When the "Bootstrap" circuit is not used (R_B and C_B removed, pins 7 and 8 tied to $+V_{CC}$), upper voltage loss becomes approximately 1 volt greater, consequently output power is reduced.

Circuit imprimé et disposition des composants pour le circuit de la figure 11
P.C board and component layout for the circuit of figure 11

Côté cuivre
Copper side

Côté composants
Component side

Echelle : 1
Scale :

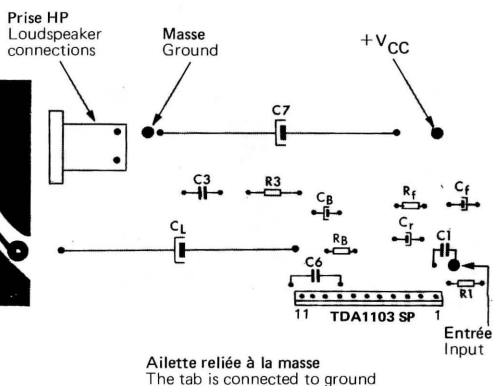
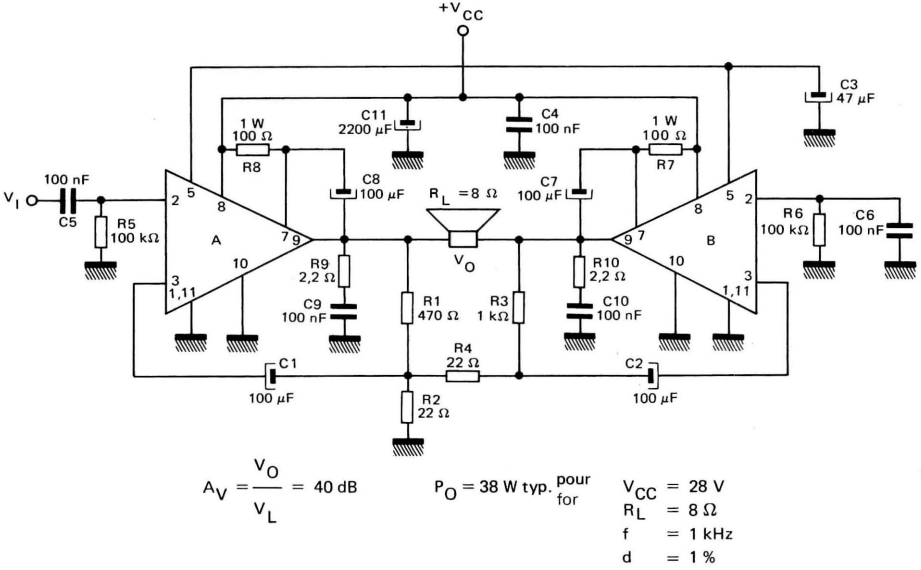


Fig. 12 — APPLICATION TYPIQUE AMPLIFICATEUR EN PONT
TYPICAL BRIDGE AMPLIFIER CONFIGURATION



Circuit imprimé et disposition des composants pour le circuit de la figure 12
P.C board and component layout for the circuit of figure 12

Côté cuivre
Copper side

Côté composants
Component side

Echelle : 1
Scale :

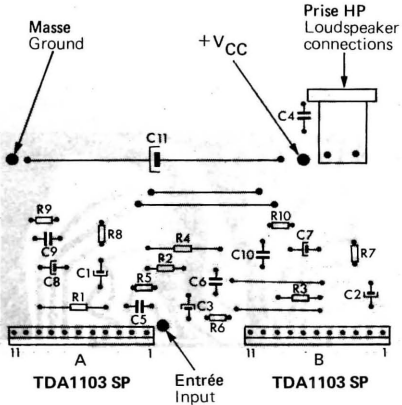
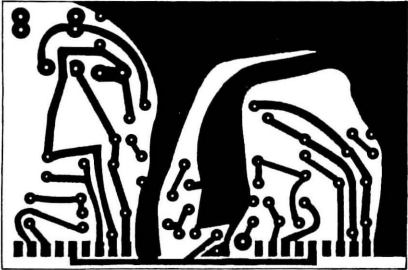


Fig. 13 — APPLICATION AVEC REGLAGE DE LA TENSION CONTINUE DE SORTIE RESIDUELLE
APPLICATION WITH OFFSET ADJUSTMENT

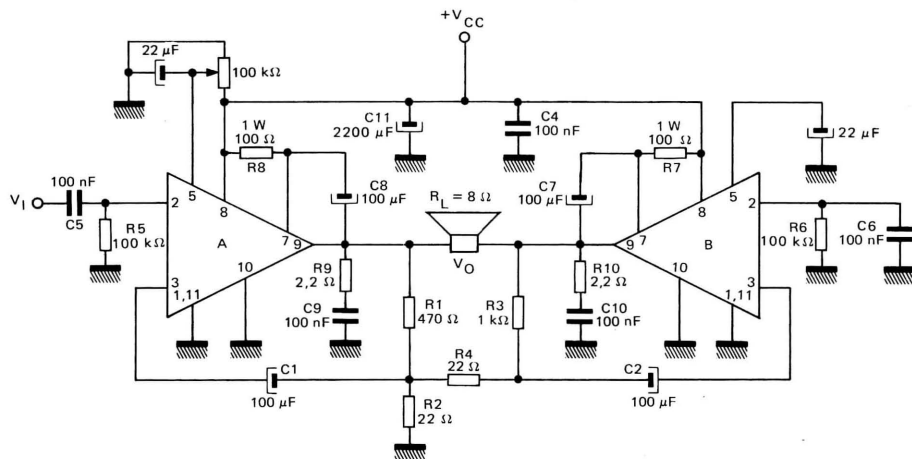


Fig. 14 — DISTORSION TYPIQUE AVEC AMPLIFICATEUR
EN PONT
TYPICAL DISTORTION WITH BRIDGE AMPLIFIER

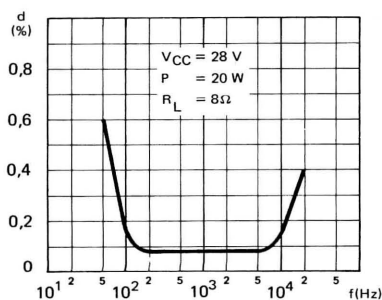
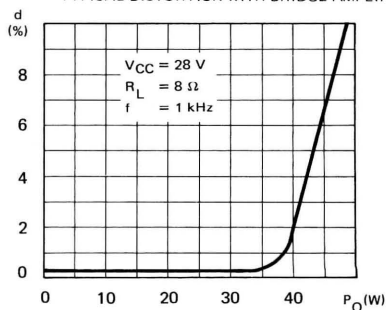


Fig. 15 — DISTORSION TYPIQUE AVEC AMPLIFICATEUR
EN PONT
TYPICAL DISTORTION WITH BRIDGE AMPLIFIER



APPLICATION AVEC "SILENCIEUX" APPLICATION WITH "MUTING"

Fig. 16 — SILENCIEUX COMMANDE PAR TENSION CONTINUE
"MUTING" SWITCHED BY DC VOLTAGE

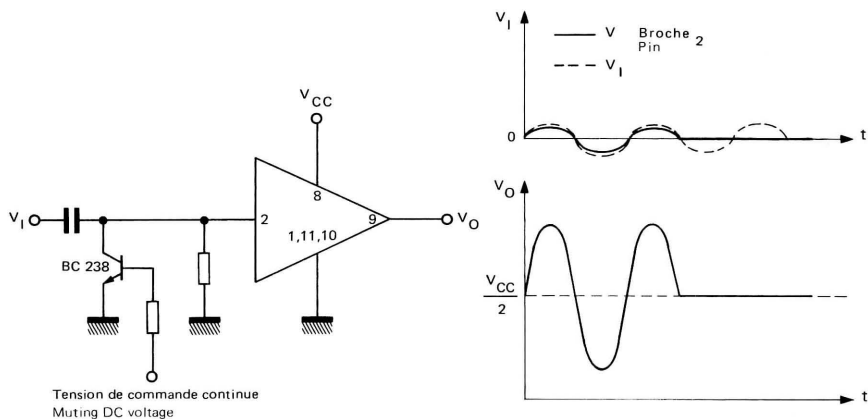


Fig. 17 — SILENCIEUX DE DEMARRAGE COMMANDE PAR LA
MISE SOUS TENSION/HORS TENSION
AUTOMATIC "MUTING" BY V_{CC} SWITCH-ON OR
SWITCH-OFF

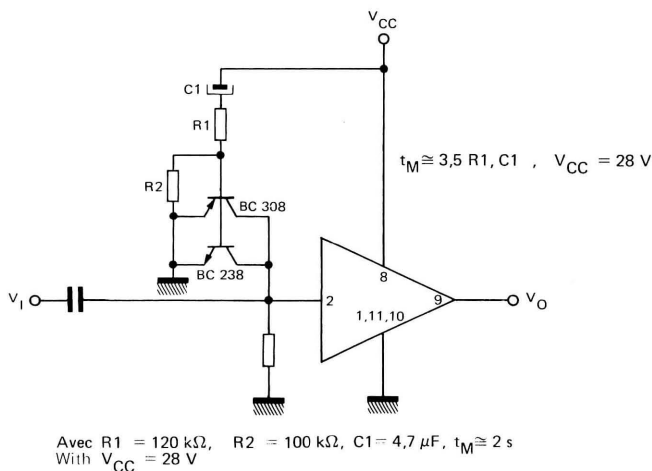
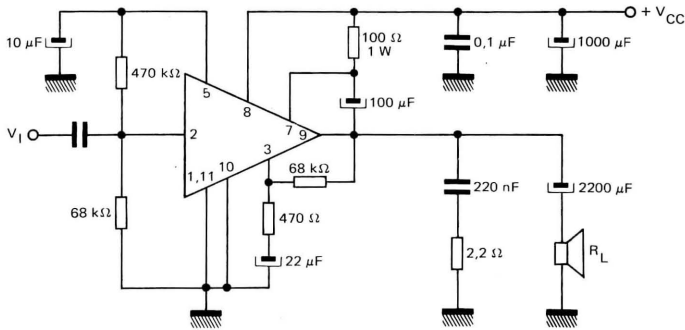


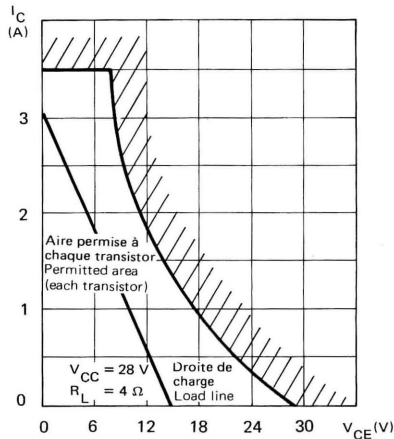
Fig. 18 — SCHEMA D'APPLICATION POUR SIGNAL D'ENTREE ≥ 200 mV RMS
APPLICATION CIRCUIT FOR INPUT SIGNAL ≥ 200 mV RMS



Signal d'entrée maximum = 1,3 V
Maximum input signal

Gain en tension minimum $V_{CC} = 28$ V $G_V = 24$ dB
Minimum voltage gain

Fig. 19 — PROTECTION CONTRE LES SURCHARGES ET LES SURTENSIONS
OVERLOAD AND OVERVOLTAGE PROTECTION



Chaque transistor de puissance est protégé par un circuit spécial, entièrement intégré, qui l'empêche de fonctionner dans des conditions dangereuses. L'aire permise ne rétrécit pas quand la température de jonction augmente.
Each power transistor is protected by a special, entirely integrated circuit which prevents it from working in dangerous conditions. The permitted area will not shrink with increased junction temperature.

Notes

**THOMSON-CSF**

DIVISION SEMICONDUCTEURS

TEA 1022 SP

**AMPLIFICATEUR BF 12 W AVEC COMMANDE ELECTRONIQUE
DU VOLUME, DE LA TONALITE ET DU "MUTING"**
12 W AUDIO AMPLIFIER WITH VOLUME,
TONE CONTROL AND MUTING

NOTICE PRELIMINAIRE
PRELIMINARY DATA

Le TEA 1022 SP est un amplificateur BF comportant un système de commande électronique pour le volume et la tonalité. Il contient deux amplificateurs d'entrée fonctionnant en parallèle, avec deux entrées distinctes. Une entrée reçoit le signal à travers un filtre passe-bas (externe) et l'autre entrée reçoit ce même signal à travers un filtre passe-haut, externe également. La commande de volume agit simultanément sur le gain des deux étages. La commande de tonalité agit sur ces gains selon un mode différentiel, favorisant ainsi les graves, les aigus.

Le "Muting" est réalisé simplement par mise à la masse de l'entrée commande de volume.

Le TEA1022 SP contient un système de protection contre les courts-circuits et les surcharges thermiques.

The integrated circuit TEA1022 SP is a low frequency power amplifier with a built in volume and tone control. It contains a double input stage with two different inputs and two electronic potentiometers. The volume control operates simultaneously the two electronic potentiometers and the tone control operates in differential mode.

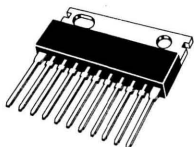
The "Muting" is realized automatically without switch off noise by connecting pin 10 to ground.

Further the device incorporates a short-circuit protection system of output stage and a conventional shut-down system.

Boîtier : CB-173

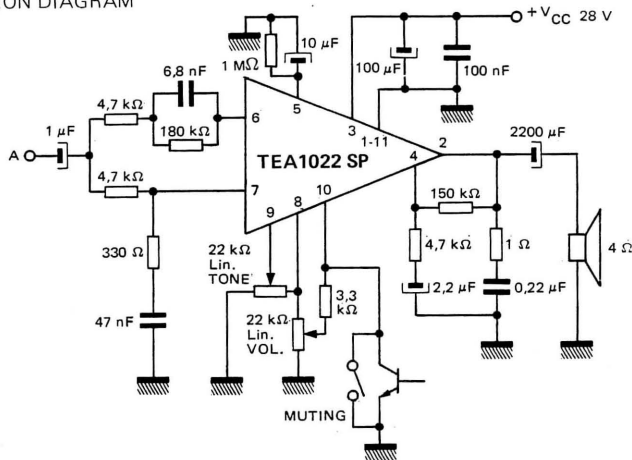
Package

L'ailette est reliée au substrat
Tab is connected to substrate

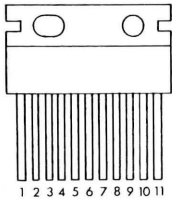
**DONNEES PRINCIPALES**

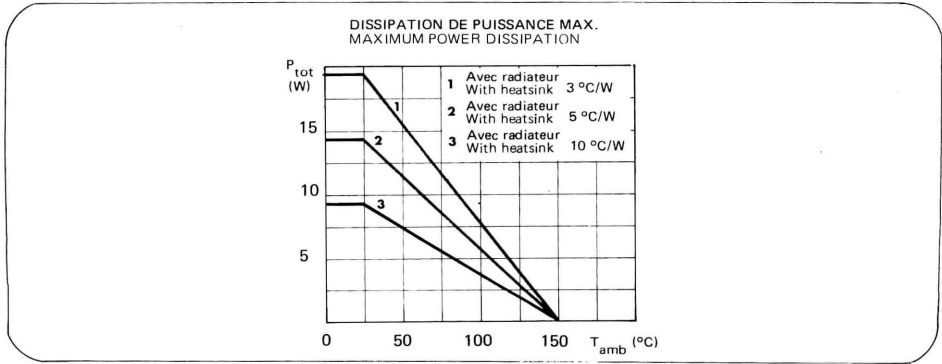
MAIN FEATURES

- Contrôle électronique du volume de graves et aigus
Volume, bass and treble DC control
- Protection court-circuit et surcharges thermiques
Short-circuit and overheating protection
- $P_O = 14 \text{ W}$ at $V_{CC} = 24 \text{ V}$
Avec $R_L = 4 \Omega$
With
- $V_{max.} = 36 \text{ V}$

SCHEMA D'APPLICATION
APPLICATION DIAGRAM

VALEURS LIMITES ABSOLUES ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS			
Tension d'alimentation Supply voltage	V_{CC}	36	V
Courant de sortie maximum Maximum output current	I_O	3,5	A
Puissance dissipable Power dissipation	P_{tot}	Voir courbe See curve	
Température de stockage Storage temperature	T_{stg}	-40 + 150	°C
Température de jonction Junction temperature	T_j	150	°C

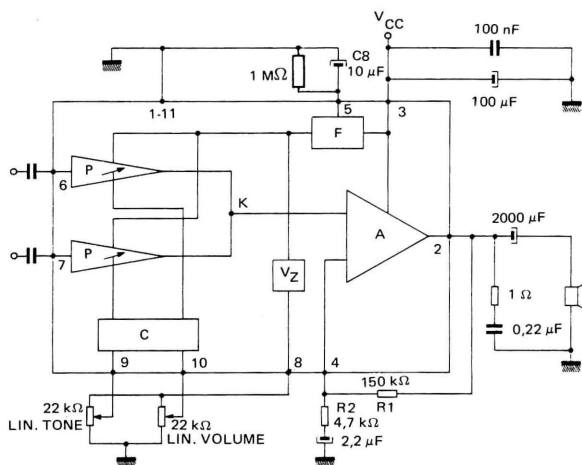
BROCHAGE PIN CONFIGURATION Boîtier : CB-173 Package 	1	Substrat Substrate	7	Entrée positive (2) Input + (2)
	2	Sortie Output	8	Tension de référence Reference voltage
	3	V_{CC}	9	Entrée contrôle de tonalité Tone control input
	4	Entrée négative (étage de puissance) Input - (power stage)	10	Entrée contrôle de volume Volume control input
	5	Filtrage d'alimentation Supply voltage filtering	11	Substrat Substrate
	6	Entrée positive (1) Input + (1)		



CARACTERISTIQUES THERMIQUES THERMAL CHARACTERISTICS			
Résistance thermique (jonction-ambiante) Junction-ambient thermal resistance	$R_{th(j-a)}$	35 max.	°C/W
Résistance thermique (jonction-boîtier) Junction-case thermal resistance	$R_{th(j-c)}$	3 max.	°C/W

SCHEMA FONCTIONNEL ET CIRCUIT DE TEST

BLOCK DIAGRAM AND TEST CIRCUIT



A	Amplificateur BF de puissance Power audio amplifier
C	Commande des potentiomètres Potentiometer control
F	Filtrage actif Active filtering
P	Potentiomètre électronique Electronic potentiometer
V _Z	Tension de référence Reference voltage

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = 28\text{ V}$

(Sauf indications contraires)
(Unless otherwise stated)

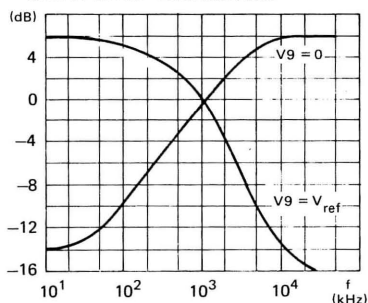
PARAMETRES PARAMETERS	SYMBLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	BROCHES PINS	VALEURS VALUES			UNITES UNITS
				MIN.	TYP.	MAX.	
Tension d'alimentation Supply voltage				10		36	V
Courant d'alimentation au repos Quiescent drain current		$V_{CC} = 36\text{ V}$			60		mA
Courant de polarisation d'entrée Input bias current			4		0,2	1	μA
Résistance d'entrée Input resistance			6-7	7	10		$\text{k}\Omega$
Tension de polarisation d'entrée Input bias voltage			6-7		2,3		V
Courant de polarisation des entrées de commandes Bias current of control inputs			9-10			50	μA
Tension d'entrée maximale Maximum input voltage			6-7	2	3		V_{eff}
Tension de référence Reference voltage			8	4,5	5	5,5	V

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)
 $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ (Sauf indications contraires)
(Unless otherwise stated)

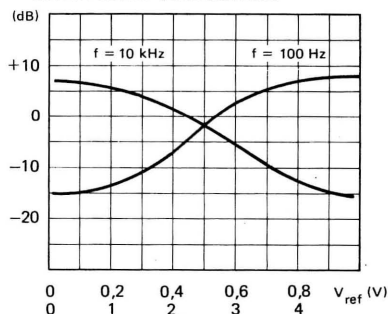
PARAMETRES PARAMETERS	SYMBLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	BROCHES PINS	VALEURS VALUES MIN. TYP. MAX.			UNITES UNITS
Résistance de sortie Output resistance			8	25			Ω
Tension continue de sortie Output DC voltage			2	13,7	14	14,3	V
Puissance de sortie Output power	P_O	$d = 0,8\%$ $A_V = 30\text{ dB}$ $f = 40 \div 15000\text{ Hz}$ $R_L = 4\ \Omega$ $R_L = 8\ \Omega$ $R_L = 16\ \Omega$	2	12	14		W
Volume max et tonalité linéaire Max. volume linear tone			2	8	9		W
				5			W
Distorsion Distortion	d	$P_O = 0,1 \div 12\text{ W}$ $R_L = 4\ \Omega$ $f = 1\text{ kHz}$ $A_V = 30\text{ dB}$	2	0,3	0,6		%
Volume max. et tonalité linéaire Max. volume linear tone	d	$P_O = 0,1 \div 8\text{ W}$ $R_L = 8\ \Omega$	2	0,2	0,5		%
Sensibilité à volume max. Sensitivity at max. volume	S	$A_V = 30\text{ dB}$ $f = 1\text{ kHz}$ $P_O = 14\text{ W}$ $R_L = 4\ \Omega$		250			mV
Bande passante (–3 dB) Bandwidth	B	Circuit de contrôle (sans filtre) Test circuit (without filter)		20 $\div$ 140000			Hz
Rapport signal/bruit (schéma d'application, atténuation 14 dB) Signal to noise ratio (application circuit with 14 dB attenuation)	S/N	$P_O = 1\text{ W}$ $R_L = 4\ \Omega$ $R_G = 22\text{ k}\Omega$ $V_e = 250\text{ mW}$		60	70		dB
Réjection de l'ondulation d'alimentation Supply voltage rejection ratio	SVR	$R_L = 4\ \Omega$ $A_V = 30\text{ dB}$ $R_G = 22\text{ k}\Omega$ $V_{\text{ripple}} = 0,5 V_{\text{eff}}$ $f = 100\text{ Hz}$		40	50		dB
Tension de bruit ramenée à l'entrée (non pondérée) Equivalent input noise voltage (unweighted)	v_n	$R_L = 4\ \Omega$ $A_V = 30\text{ dB}$ $B = 20 \div 20000\text{ H}$ $R_G = 22\text{ k}\Omega$		18			μV
Protection thermique Thermal protection		$P_O = 12\text{ W}$ Température boîtier Case temperature		110			$^{\circ}\text{C}$
Gamme de réglage de volume Volume setting range		$V_6 = V_7 = 300\text{ mV}$ $V_{10} = 0 - 5\text{ V}$	2	–70	–80		dB
Diaphonie (Note 1) Rejection between each input		$f = 1\text{ kHz}$		–70	–80		dB

Note 1 : Application avec deux entrées différentes et commutateur BF
Application with two inputs and electronic commutator BF

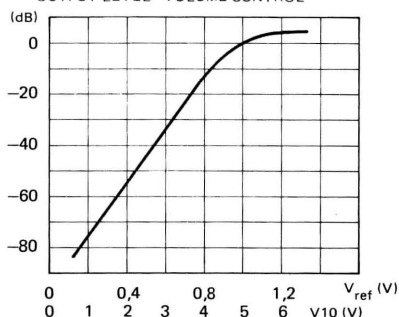
NIVEAU DE SORTIE - CONTRÔLE DE TONALITÉ
OUTPUT LEVEL - TONE CONTROL



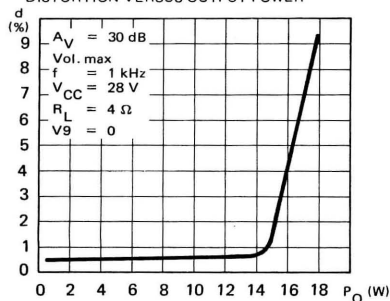
NIVEAU DE SORTIE - CONTRÔLE DE TONALITÉ
OUTPUT LEVEL - TONE CONTROL



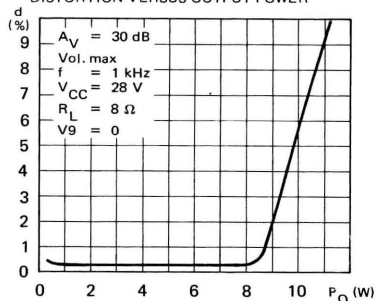
NIVEAU DE SORTIE - CONTRÔLE DU VOLUME
OUTPUT LEVEL - VOLUME CONTROL



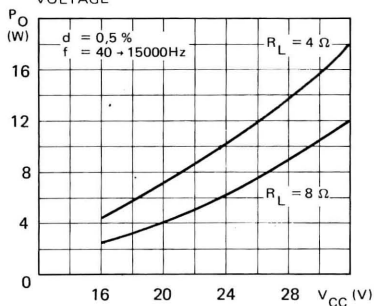
DISTORSION EN FONCTION DE LA PUISSANCE
DE SORTIE
DISTORTION VERSUS OUTPUT POWER



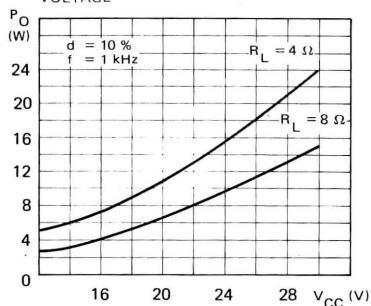
DISTORSION EN FONCTION DE LA PUISSANCE
DE SORTIE
DISTORTION VERSUS OUTPUT POWER



PUISSANCE DE SORTIE TYPIQUE EN FONCTION DE LA TENSION D'ALIMENTATION
TYPICAL OUTPUT POWER VERSUS SUPPLY VOLTAGE

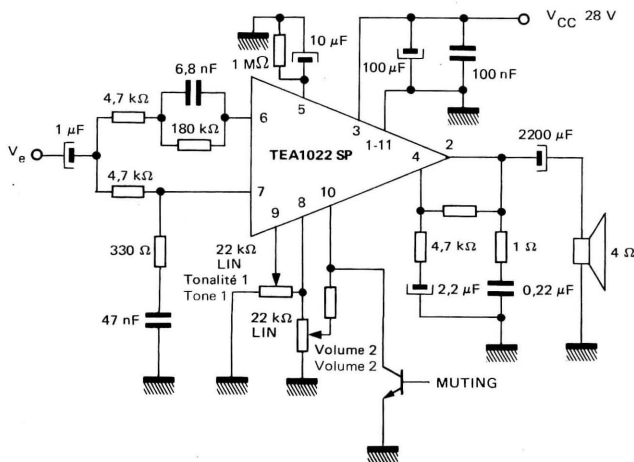


PUISSANCE DE SORTIE TYPIQUE EN FON-
 CTION DE LA TENSION D'ALIMENTATION
 TYPICAL OUTPUT POWER VERSUS SUPPLY
 VOLTAGE



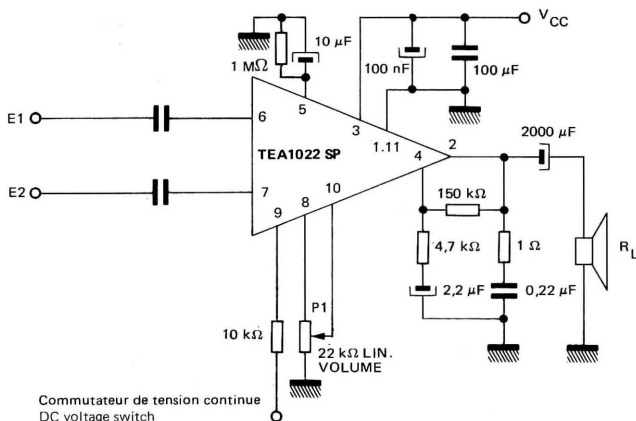
SCHEMA D'APPLICATION APPLICATION DIAGRAM

Application avec contrôle de volume et de tonalité
Application with tone and volume control



SCHEMA D'APPLICATION APPLICATION DIAGRAM

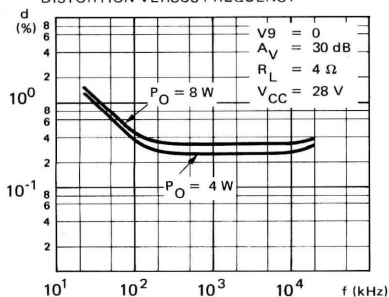
Application avec deux entrées séparées et commutateur BF
Application with two inputs E1, E2 and electronic switch



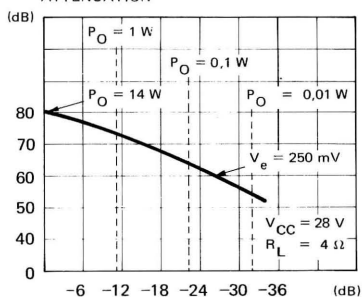
P1 : Commande de volume
Volume potentiometer

Pour sélection E1 : v broche 9=0
For E1 selection

Pour sélection E2 : $V_{\text{broche pin } 9} \geq V8 \text{ référence (5 V)}$
For E2 selection

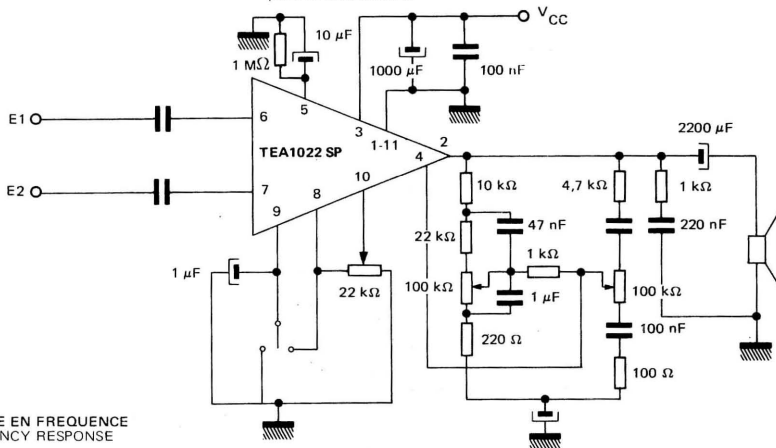
DISTORSION EN FONCTION DE LA FREQUENCE
DISTORTION VERSUS FREQUENCY

RAPPORT SIGNAL/BRUIT EN FONCTION DE
L'ATTENUATION (VOLUME)
SIGNAL TO NOISE RATIO VERSUS VOLUME
ATTENUATION

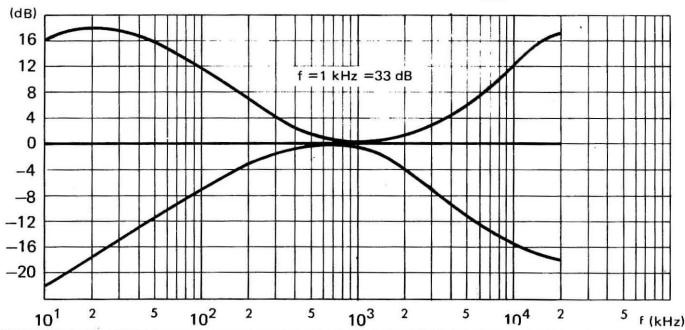


SCHEMA D'APPLICATION
APPLICATION DIAGRAM

Montage à deux entrées commutables et correcteur de tonalité passif
Application for two different signals with channel selector and
passive tone control



REPONSE EN FREQUENCE
FREQUENCY RESPONSE



CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

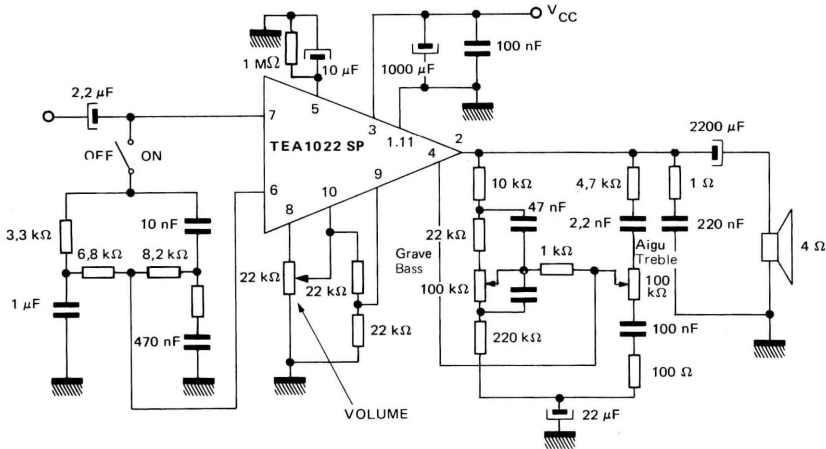
PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	SYMBOLS SYMBOLS	BROCHES PINS	VALEURS VALUES MIN. TYP. MAX.	UNITES UNITS
Atténuation BF (Note 2) Low frequency attenuation	f = 100 Hz V ₉ = 0			-14	dB
Suramplification en HF (Note 2) High frequency amplification	f = 10 kHz V ₉ = 0			+6	dB
Atténuation en HF (Note 2) Low frequency attenuation	f = 10 kHz V ₉ = V ₈			-14	dB
Suramplification en BF (Note 2) High frequency amplification	f = 100 kHz V ₉ = V ₈			+6	dB

Note 2 : Application avec contrôle de tonalité
Application with tone control

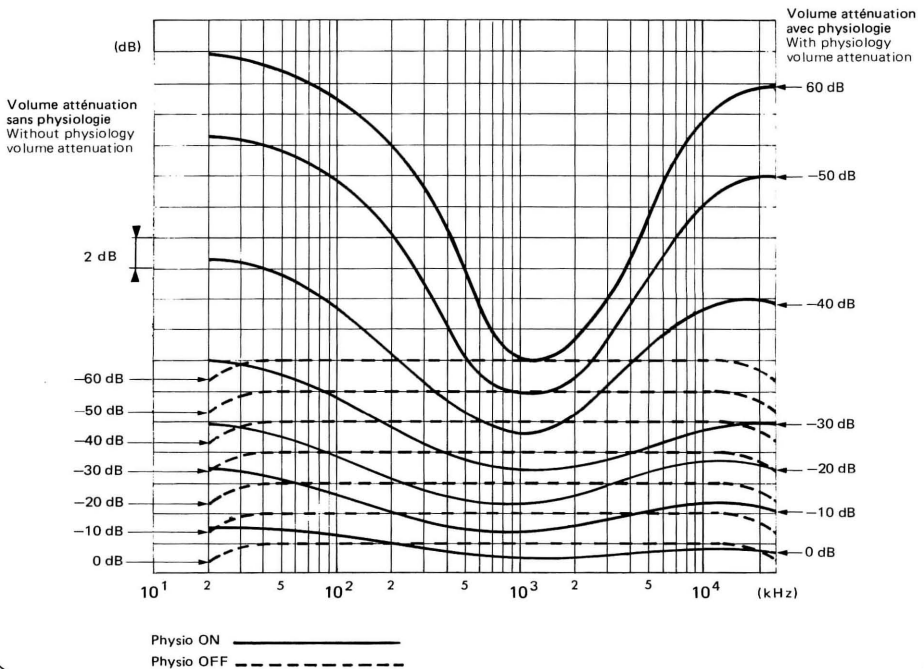
SCHEMA D'APPLICATION

APPLICATION DIAGRAM

Montage avec contrôle physiologique et tonalité
Application with loudness and tone control



COURBE DE REPONSE EN FREQUENCE AVEC ET SANS CONTROLE DE PHYSIOLOGIE (TONALITE LINEAIRE)
RESPONSE CURVE WITH AND WITHOUT LOUNDNES



Notes

AMPLIFICATEUR BF 10 W POUR AUTO-RADIO
10 W CAR RADIO AUDIO AMPLIFIER

NOTICE PRELIMINAIRE
PRELIMINARY DATA

Le TDA2003 est une amélioration du TDA2002, avec le même brochage. Les avantages du TDA2002 ; peu de composants externes, montage simple, économie sur le coût et l'encombrement, sont maintenus.

Ce produit peut fournir un courant de sortie important (jusqu'à 3,5 A), avec une distorsion harmonique et une distorsion de raccordement faibles.

Un fonctionnement absolument sûr est garanti grâce à une protection contre les courts-circuits continus ou alternatif, entre la masse et l'une quelconque des broches. De plus, le dispositif contient une protection thermique et résiste aux surtensions impulsionnelles jusqu'à 40 V, aux inversions de polarité et à une coupure fortuite de la masse.

The TDA2003 has improved performance with the same pin configuration as the TDA2002. The additional features of TDA2002 ; very low number of external components, ease of assembly, space and cost saving, are maintained.

The device provides a high output current capability (up to 3,5 A) very low harmonic and cross-over distortion:

Completely safe operation is guaranteed due to protection against DC and AC short circuit between all pins and ground, thermal over-range, load dump voltage surge up to 40 V, polarity inversion and fortuitous open ground.

TDA2003 V
CB-211

BROCHAGES
PIN CONFIGURATIONS

TDA2003 H
CB-245



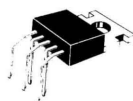
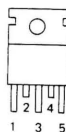
Vue de dessus
Top view



- 1 — Entrée non inverseuse
Non inverting input
- 2 — Entrée inverseuse
Inverting input
- 3 — Masse
Ground
- 4 — Sortie
Output
- 5 — Tension d'alimentation
Supply voltage

Ailette connectée à la broche 3
Tab is connected to pin 3

Vue de dessus
Top view



VALEURS LIMITES ABSOLUES
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Tension d'alimentation max. impulsionnelle Peak supply voltage	(50 ms)	V_{CC}	40	V
Tension d'alimentation continue DC supply voltage		V_{CC}	28	V
Tension d'alimentation de fonctionnement Operating supply voltage		V_{CC}	18	V
Courant de sortie (répétitif) Output peak current (repetitive)		I_O	3,5	A
Courant de sortie (non répétitif) Output peak current (non repetitive)		I_O	4,5	A
Dissipation de puissance Power dissipation	$T_{case} = 90^{\circ}C$	P_{tot}	20	W
Température de jonction et de stockage Storage and junction temperature		$T_J - T_{stg}$	$-40 \div +150$	$^{\circ}C$

Schéma électrique
Schematic diagram

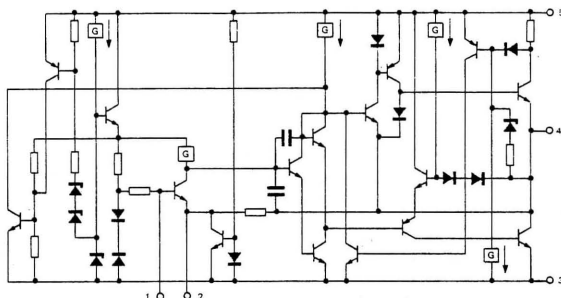


Fig. 1 — SCHEMA DE TEST STATIQUE
DC TEST CIRCUIT

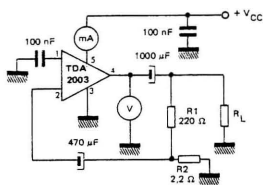
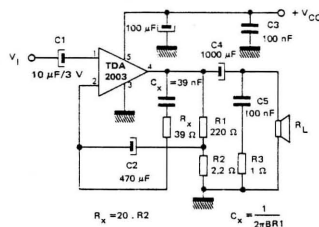


Fig. 2 — SCHEMA DE TEST DYNAMIQUE
AC TEST CIRCUIT



CARACTERISTIQUES STATIQUES

CARACTERISTIQUES STATIQUES $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = 14,4\text{ V}$ (Voir figure 1) (Sauf indications contraires)
STATIC CHARACTERISTICS (See figure 1) (Unless otherwise stated)

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	VALEURS VALUES			UNITES UNITS
			MIN.	TYP.	MAX.	
Tension d'alimentation Supply voltage	V_{CC}		8		18	V
Tension continue de sortie au repos Quiescent output voltage	V_O	(Broche 4) (Pin 4)	6,1	6,9	7,7	V
Courant d'alimentation au repos Quiescent drain current	I_{CC}	(Broche 5) (Pin 5)	44	50		mA

CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES DYNAMIC CHARACTERISTICS

CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES	$T_{amb} = 25^{\circ}C,$	(Voir figure 2)	(Sauf indications contraires)
DYNAMIC CHARACTERISTICS	$V_{CC} = 14,4 V, A_v = 40 dB$	(See figure 2)	(Unless otherwise stated)

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	VALEURS VALUES			UNITES UNITS
			MIN.	TYP.	MAX.	
Puissance de sortie Output power	P _O	d = 10 %				
		f = 1 kHz				
		R _i = 4 Ω	5,5	6		W
		R _L = 2 Ω	9	10		W
		R _i = 3,2 Ω		7,5		W
Tension de saturation d'entrée Input saturation voltage	V _I	R _L = 1,6 Ω		12		W
			300			mV

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

PARAMETRES PARAMETERS	SYMBOLES SYMBOLS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	VALEURS VALUES			UNITES UNITS
			MIN.	TYP.	MAX.	
Sensibilité à l'entrée Input sensitivity	S	$f = 1 \text{ kHz}$ $P_O = 0,5 \text{ W}$ $R_L = 4 \Omega$		14		mV
		$P_O = 6 \text{ W}$ $R_L = 4 \Omega$		55		mV
		$P_O = 0,5 \text{ W}$ $R_L = 2 \Omega$		10		mV
		$P_O = 10 \text{ W}$ $R_L = 2 \Omega$		50		mV
Bande passante (-3 dB) Bandwidth	B	$P_O = 1 \text{ W}$ $R_L = 4 \Omega$		40 + 15 000		Hz
Distorsion harmonique Harmonic distortion	d	$0,05 \text{ W} \leq P_O \leq 4,5 \text{ W}$ $R_L = 4 \Omega$ $f = 1 \text{ kHz}$		0,15		%
		$0,05 \text{ W} \leq P_O \leq 7,5 \text{ W}$ $R_L = 2 \Omega$ $f = 1 \text{ kHz}$		0,15		%
Résistance d'entrée (Broche 1) Input resistance (Pin 1)	R_I	$f = 1 \text{ kHz}$	70	150		k Ω
Gain en tension (boucle ouverte) Voltage gain (open loop)	A_V	$R_L = 4 \Omega$ $f = 1 \text{ kHz}$		80		dB
Gain en tension (boucle fermée) Voltage gain (closed loop)	A_V		39,5	40	40,5	dB
Tension de bruit ramenée à l'entrée Input noise voltage	v_n	B (-3 dB) = 10 + 25000 Hz B (-20 dB) = 4 + 27000 Hz		1	5	μV
Courant de bruit ramené à l'entrée Input noise current	i_n	B (-3 dB) = 10 + 25000 Hz B (-20 dB) = 4 + 27000 Hz		60	200	pA
Rendement Efficiency	η	$f = 1 \text{ kHz}$ $P_O = 6 \text{ W}$ $R_L = 4 \Omega$		69		%
		$P_O = 10 \text{ W}$ $R_L = 2 \Omega$		65		%
Taux de réjection des alimentations Supply voltage rejection	SVR	$f = 100 \text{ Hz}$ $V_{\text{ripple}} = 0,5 \text{ V}$ $R_G = 10 \text{ k}\Omega$ $R_L = 4 \Omega$	30	36		dB

CARACTERISTIQUES THERMIQUES

THERMAL CHARACTERISTICS

Résistance thermique (jonction-boîtier)
Junction-case thermal resistance

 $R_{th(j-c)}$

3 max.

 $^{\circ}\text{C/W}$

CARACTERISTIQUES TYPIQUES

TYPICAL CHARACTERISTICS

Fig. 3 — TENSION CONTINUE DE SORTIE EN
FONCTION DE V_{CC}
QUIESCENT OUTPUT VOLTAGE VERSUS
SUPPLY VOLTAGE

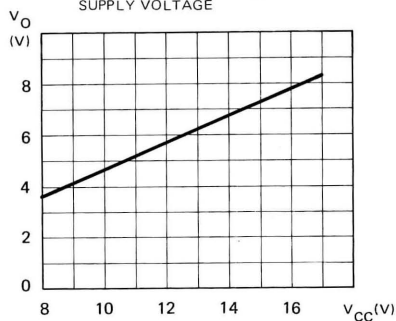


Fig. 4 — COURANT DE REPOS EN FONCTION DE V_{CC}
QUIESCENT DRAIN CURRENT VERSUS
SUPPLY VOLTAGE

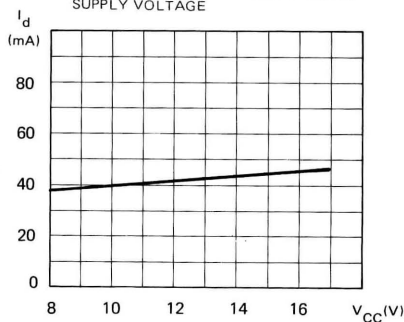


Fig. 5 — PUISSANCE DE SORTIE EN FONCTION
DE V_{CC}
OUTPUT POWER VERSUS SUPPLY
VOLTAGE

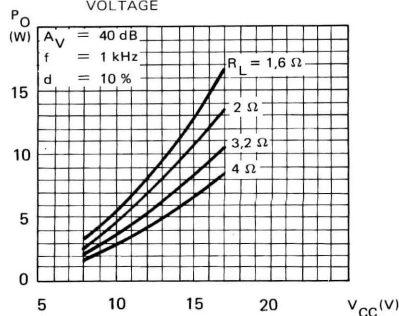
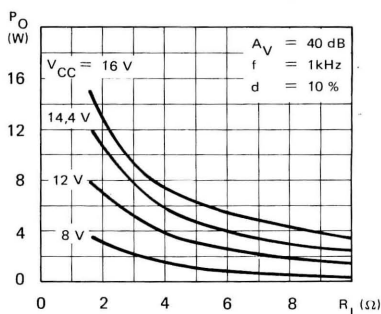


Fig. 6 — PUISSANCE DE SORTIE EN FONCTION
DE R_L
OUTPUT POWER VERSUS R_L



CARACTERISTIQUES TYPIQUES (suite) TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Fig. 7 — GAIN EN FONCTION DE LA SENSIBILITE
GAIN VERSUS INPUT SENSITIVITY

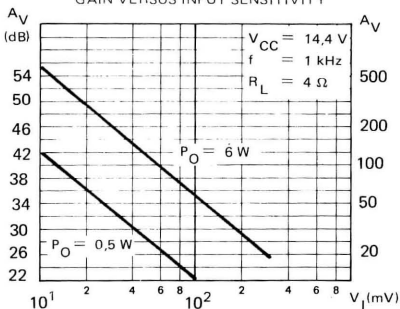


Fig. 8 — GAIN EN FONCTION DE LA SENSIBILITE
GAIN VERSUS INPUT SENSITIVITY

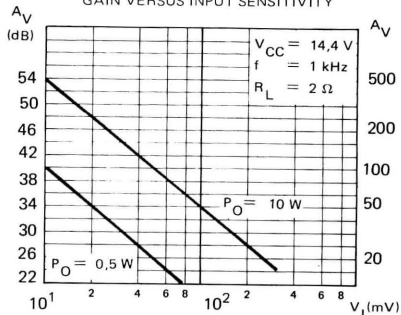


Fig. 9 — DISTORSION EN FONCTION DE LA
PUISSANCE DE SORTIE
DISTORTION VERSUS OUTPUT POWER

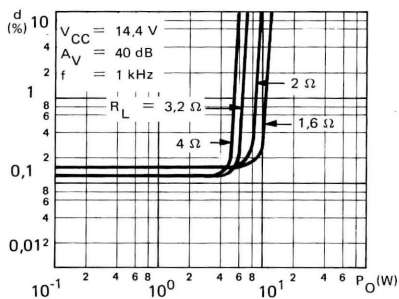


Fig. 10 — DISTORSION EN FONCTION DE LA
FREQUENCE
DISTORTION VERSUS FREQUENCY

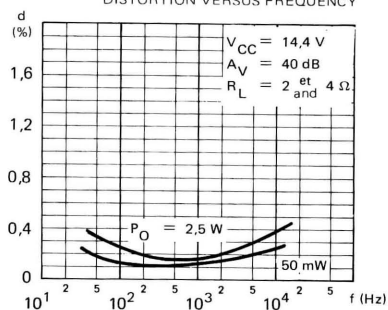


Fig. 11 — REJECTION DE L'ONDULATION D'ALIMENTATION
EN FONCTION DU GAIN EN TENSION
SUPPLY VOLTAGE REJECTION VERSUS
VOLTAGE GAIN

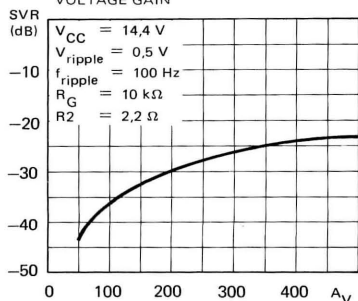
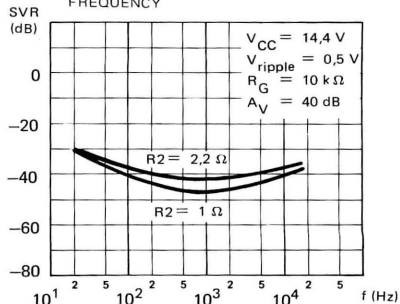


Fig. 12 — REJECTION DE L'ONDULATION D'ALIMENTATION
EN FONCTION DE LA FREQUENCE
SUPPLY VOLTAGE REJECTION VERSUS
FREQUENCY



CARACTERISTIQUES TYPIQUES (suite) TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Fig.13 — DISSIPATION DE PUISSANCE ET RENDEMENT
EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE
POWER DISSIPATION AND EFFICIENCY
VERSUS OUTPUT POWER ($R_L = 4 \Omega$)

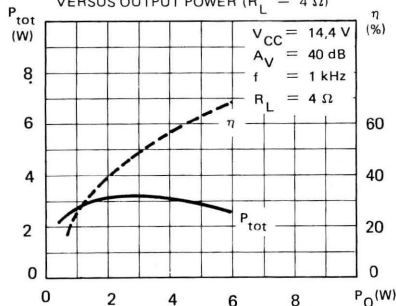


Fig.14 — DISSIPATION DE PUISSANCE ET RENDEMENT
EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE
POWER DISSIPATION AND EFFICIENCY
VERSUS OUTPUT POWER ($R_L = 2 \Omega$)

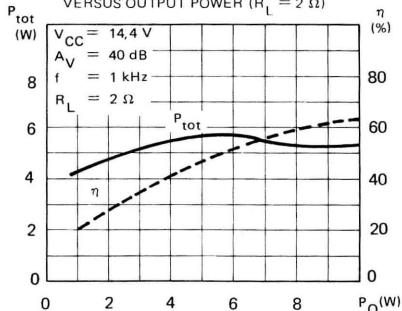


Fig.15 — PUISSANCE MAX. DISSIPÉE EN FONCTION DE
 V_{CC} (SIGNAL SINUSOIDAL)
MAXIMUM POWER DISSIPATION VERSUS
SUPPLY VOLTAGE (SINE WAVE OPERATION)

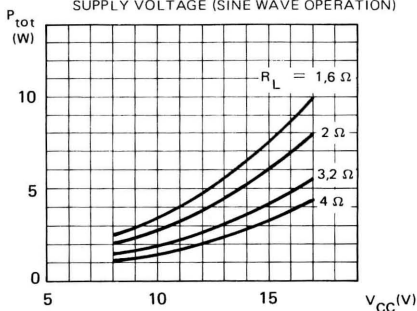


Fig.16 — PUISSANCE MAX. DISSIPÉE EN FONCTION DE
LA TEMPÉRATURE AMBIANTE
MAXIMUM ALLOWABLE POWER DISSIPATION
VERSUS AMBIENT TEMPERATURE

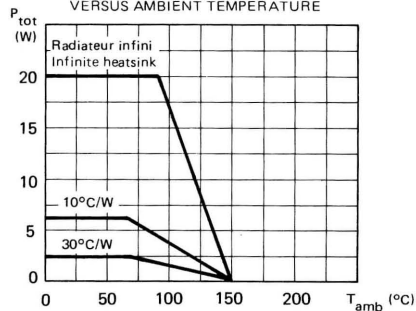


Fig.17 — VALEURS TYPIQUES DE C_x POUR DIFFÉRENTES
VALEURS DE BANDE PASSANTE
TYPICAL VALUES OF CAPACITOR (C_x) FOR
DIFFERENT VALUES OF FREQUENCY RESPONSE
(B)

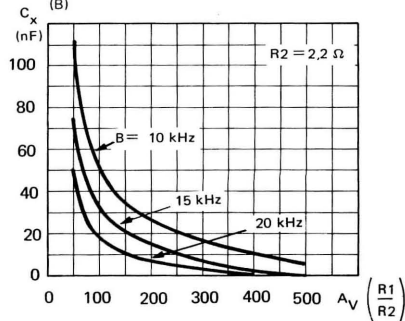
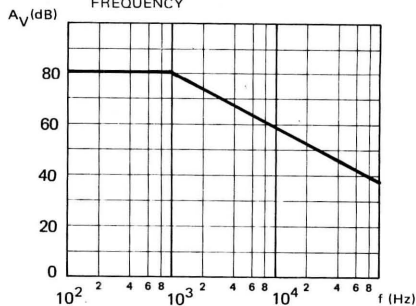


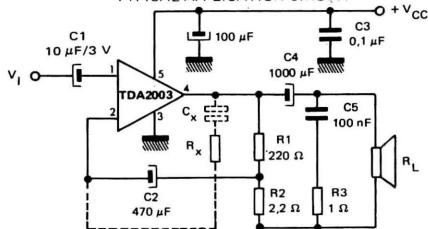
Fig.18 — GAIN EN BOUCLE OUVERTE EN FONCTION
DE LA FRÉQUENCE
OPEN LOOP VOLTAGE GAIN VERSUS
FREQUENCY



INFORMATIONS CONCERNANT L'EMPLOI

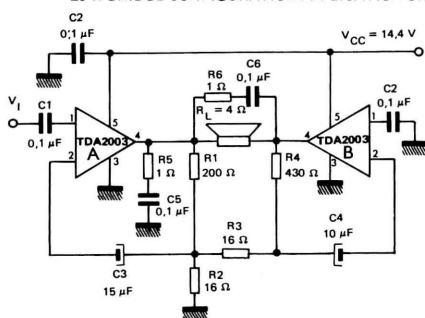
APPLICATION INFORMATION

Fig.19 — APPLICATION TYPIQUE DU CIRCUIT
TYPICAL APPLICATION CIRCUIT



$$R_X = 20 \times R_2 ; C_X = \frac{1}{2 \pi B R_1}$$

Fig. 21 — MONTAGE EN PONT 20 W SCHEMA D'APPLICATION *
20 W BRIDGE CONFIGURATION APPLICATION CIRCUIT

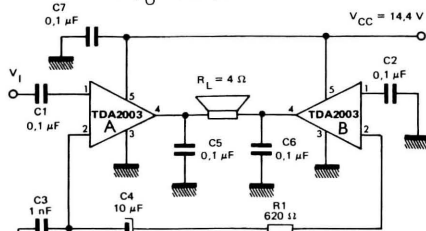


Les valeurs de C3 et C4 sont différentes afin d'optimiser le SVR (40 dB Typ.)

The values of the capacitors C3 and C4 are different to optimize the SVR (Typ. 40 dB)

Fig.23 — MONTAGE EN PONT SCHEMA ECONOMIQUE
(P_O = 18 W)*

LOW COST BRIDGE CONFIGURATION CIRCUIT
(P_O = 18 W)*



* Dans cette application les circuits supportent un court-circuit entre l'une quelconque des bornes du HP et la masse.
In this application the devices can support a short-circuit between every side of the loudspeaker and ground.

Fig.20 — CIRCUIT IMPRIME ET IMPLANTATION DES
COMPOSANTS RELATIFS AU SCHEMA fig.19
P.C BOARD AND COMPONENT LAYOUT FOR
THE CIRCUIT OF fig.19 (1/1 SCALE)

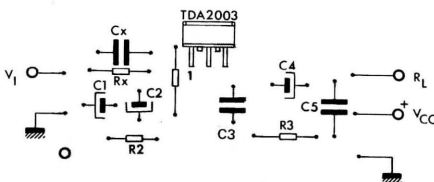


Fig.22 — CIRCUIT IMPRIME ET IMPLANTATION DES
COMPOSANTS RELATIFS AU SCHEMA fig.21
PC BOARD AND COMPONENT LAYOUT FOR
THE CIRCUIT OF fig.21 (1/1 SCALE)

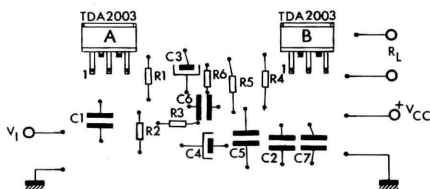
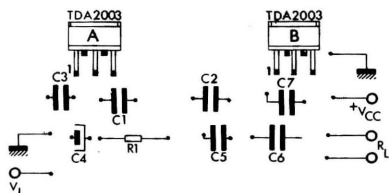


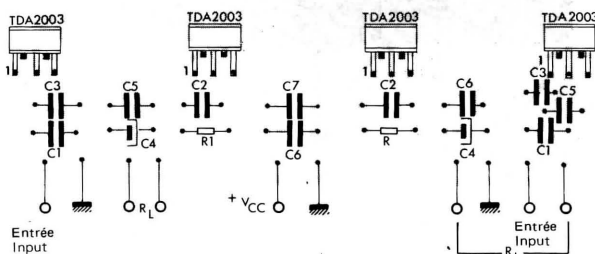
Fig.24 — CIRCUIT IMPRIME ET IMPLANTATION DES
COMPOSANTS RELATIFS AU SCHEMA fig.23
P.C BOARD AND COMPONENT LAYOUT FOR
THE CIRCUIT OF fig.23 (1/1 SCALE)



INFORMATION SUR L'APPLICATION

APPLICATION INFORMATION

Fig.25 — CIRCUIT IMPRIME ET IMPLANTATION DES COMPOSANTS POUR LE MONTAGE EN PONT ECONOMIQUE (fig.23) DANS LA VERSION STEREO (ECHELLE 1/1)
P.C BOARD AND COMPONENT LAYOUT FOR THE LOW-COST BRIDGE AMPLIFIER OF fig.23, IN STEREO VERSION (1/1 SCALE)



DISPOSITIFS DE PROTECTION INTEGRES

BUILT-IN PROTECTION SYSTEMS

Protection contre les surtensions

Le TDA2003 est conçu pour résister à des surcharges en tension telles que celles qui sont créées par l'alternateur de bord dans certaines conditions. Le test est effectué en appliquant sur la broche 5 des impulsions dont la forme et l'amplitude sont indiquées fig.26.

Si la tension parasite dépasse 40 V, un filtre LC doit être disposé entre l'alimentation et la broche 5, de façon à ramener l'amplitude de l'impulsion au gabarit de la fig.26.

La figure 27 suggère les valeurs pour le filtre LC. Ce réseau permet de supporter des impulsions de 120 V pendant 2 ms.

Load dump voltage surge

The TDA2003 has a circuit which enables it to withstand a voltage pulse train, on pin 5, of the type shown in fig.26.

If the supply voltage peaks to more than 40 V, then an LC filter must be inserted between the supply and pin 5, in order to assure that the pulses at pin 5 will be held within the limits shown in fig.26.

A suggested LC network is shown in fig.27. With this network, a train of pulses with amplitude up to 120 V and width 2 ms can be applied at point A.

Figure 26

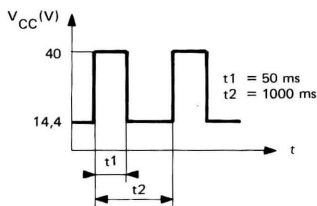
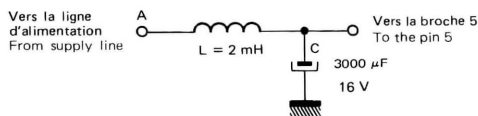


Figure 27



Court-circuit (continu ou alternatif)

Le TDA2003 peut supporter un court-circuit permanent sur la sortie jusqu'à $V_{CC} = 16$ V.

Short-circuit (AC and DC conditions)

The TDA2003 can withstand a permanent short-circuit on the output for a supply voltage up to 16 V.

DISPOSITIFS DE PROTECTION INTEGRES (suite) BUILT-IN PROTECTION SYSTEMS (continued)

Inversion de polarité

Le circuit peut supporter un courant important (5 A) durant un temps supérieur au temps de claquage d'un fusible rapide de 1 A, normalement disposé en série avec l'alimentation. Cette possibilité est utile pour le cas où le branchement du récepteur est inversé au montage.

Coupage de masse

Lorsque le récepteur est en fonctionnement, l'ampli BF peut être détruit si la masse est coupée fortuitement. Le TDA2003 est équipé d'une protection à diodes, qui permet de supporter ce test.

Charge inductive

Une diode de protection intégrée entre les broches 4 et 5 permet au TDA2003 le fonctionnement sur charges inductives. En particulier, il peut commander un modulateur par l'intermédiaire d'un transformateur de couplage (CB).

Tension continue d'alimentation

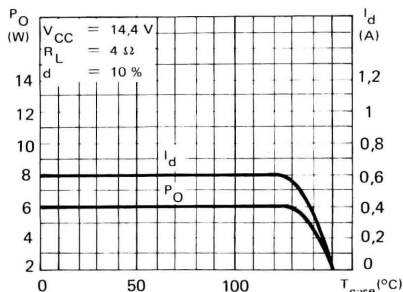
La tension maximale de fonctionnement est 18 V. Le circuit peut cependant supporter 28 V sans dommage, ce qui peut arriver en hiver lorsque deux batteries sont connectées en série pour le démarrage.

Protection thermique

L'intégration d'un système de limitation thermique présente les avantages suivants :

- 1— Une surcharge sur la sortie (même permanente) ou une température ambiante excessive peut être aisément supportée.
- 2— Le radiateur peut être calculé au plus juste contrairement à un circuit conventionnel pour lequel un coefficient de sécurité doit être appliqué. Si la température de jonction est excessive la puissance de sortie est réduite (figs. 28 et 29).

Fig. 28 — PUISSANCE DE SORTIE ET COURANT D'ALIMENTATION EN FONCTION DE LA TEMPERATURE BOITIER
OUTPUT POWER AND DRAIN CURRENT VERSUS CASE TEMPERATURE



Polarity inversion

High current (up to 5 A) can be handled by the device with no damage for a longer period than the blow-out time of a quick 1 A fuse (normally connected in series with the supply). This feature is added to avoid destruction if, during fitting to the car, a mistake on the connection of the supply is made.

Open ground

When the radio is in the ON condition and the ground is accidentally opened, a standard audio amplifier will be damaged. On the TDA2003 protection diodes are included to avoid any damage.

Inductive load

A protection diode is provided between pin 4 and 5 (see the internal schematic diagram) to allow use of the TDA2003 with inductive loads. In particular, the TDA2003 can drive a coupling transformer for audio modulation.

DC voltage

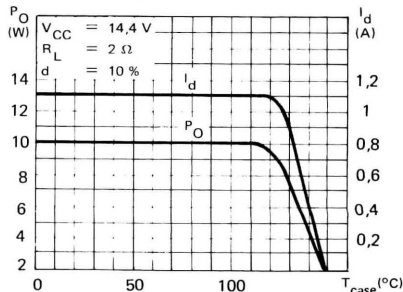
The maximum operating DC voltage on the TDA2003 is 18 V. However the device can withstand a DC voltage up to 28 V with no damage. This could occur during winter if two batteries are series connected to crank the engine.

Thermal shut-down

The presence of a thermal limiting circuit offers the following advantages :

- 1— An overload on the output (even if it is permanent), or an excessive ambient temperature can be easily withstood.
- 2— The heatsink can have a smaller factor of safety compared with that of a conventional circuit. There is no device damage in the case of excessive junction temperature : all that happens is that P_O (and therefore P_{tot}) and I_d are reduced (figs. 28 and 29).

Fig. 29 — PUISSANCE DE SORTIE ET COURANT D'ALIMENTATION EN FONCTION DE LA TEMPERATURE BOITIER
OUTPUT POWER AND DRAIN CURRENT VERSUS CASE TEMPERATURE



CONSEILS PRATIQUES PRATICAL CONSIDERATIONS

Circuit imprimé

Le dessin de la figure 20 est recommandé. Si un dessin différent est utilisé, les points de masse des entrées 1 et 2 doivent être bien séparés de la masse des étages de sortie qui véhiculent un courant élevé.

Conseil de montage

Le boîtier n'a pas à être isolé de la masse. Les longueurs de broches seront aussi courtes que possible. La température du bain de soudure ne devra pas dépasser 260°C pendant 12 secondes.

Conseil pour l'application

La figure 19 donne les valeurs de composants recommandés pour l'application typique. Des valeurs différentes peuvent être utilisées. Le tableau ci-dessous permettra d'effectuer ce choix.

Printed circuit board

The layout shown in figure 20 is recommended. If different layouts are used, the ground points of input 1 and input 2 must be well decoupled from the ground of the output through which a rather high current flows.

Assembly suggestion

The device does not require insulation between the package and the heatsink. Pin length should be as short as possible. The soldering temperature must not exceed 260°C for 12 seconds.

Application suggestion

The recommended component values are those shown in the application circuits of fig.19. Different values can be used. The following table is intended to aid the car-radio designer.

Composant Component	Valeur recommandée Recommended value	But Purpose	Valeur supérieure à la valeur recommandée Larger than recommended value	Valeur inférieure à la valeur recommandée Smaller than recommended value
C1	10 μ F	Découplage d'entrée Input DC decoupling		Bruit à l'allumage et à la coupure Noise at switch-on, switch- off
C2	470 μ F	Réjection d'ondulation d'alimentation Ripple rejection		Dégradation du SVR Degradation of SVR
C3	0,1 μ F	Découplage HF d'alimen- tation Supply bypassing		Risque d'accrochage Danger of oscillation
C4	1000 μ F	Liaison à la charge Output coupling to load		Augmentation de la fré- quence de coupure basse Higher low frequency cutoff
C5	0,1 μ F	Stabilité en fréquence Frequency stability		Risque d'accrochage en HF sur charges inductives Danger of oscillation at high frequencies with in- ductive loads
C_x	$\cong \frac{1}{2\pi BR1}$	Fréquence de coupure haute Upper frequency cutoff	Réduction de la bande passante Lower bandwidth	Augmentation de la bande passante Larger bandwidth
R1	$(A_V - 1) \cdot R2$	Réglage du gain Setting of gain		Augmentation du courant consommé Increase of drain current
R2	2,2 Ω	Réglage du gain et du SVR Setting of gain and SVR	Dégradation du SVR Degradation of SVR	
R3	1 Ω	Stabilité en fréquence Frequency stability	Risque d'accrochage HF sur charges inductives Danger of oscillation at high frequencies with inductive loads	
R_x	$\cong 20 R2$	Fréquence de coupure haute Upper frequency cutoff	Réduction de l'atténuation en HF Poor high frequency attenu- ation	Risque d'accrochage Danger of oscillation

**AMPLIFICATEUR BASSE FREQUENCE DE 10 W AVEC PROTECTION
CONTRE LES COURT-CIRCUITS ET LIMITATION THERMIQUE**
10 W AUDIO POWER AMPLIFIER WITH SHORT-CIRCUIT
PROTECTION AND THERMAL SHUT-DOWN

Le TDA 2006 est un circuit intégré monolithique en boîtier CB-211 ou CB-245 spécialement prévu pour fonctionner comme amplificateur basse fréquence en classe "B".

Alimenté sous ± 12 V avec une résistance de charge de 4Ω il peut délivrer une puissance de sortie typique de 12 W avec une distorsion de 10 % ; il peut fournir 8 W sur 8Ω .

Le TDA 2006 délivre un courant de sortie élevé, jusqu'à 2,5 A avec une distorsion harmonique et une distorsion de raccordement très faibles.

Cet amplificateur comprend un dispositif de protection contre les courts-circuits qui limite automatiquement la puissance dissipée de façon à ce que le point de fonctionnement des transistors de sortie soit maintenu à l'intérieur de l'aire de fonctionnement de sécurité.

Une protection thermique est aussi comprise dans le circuit.

The TDA 2006 is a monolithic integrated circuit in CB-211 or CB-245 package intended for use as a low frequency class "B" amplifier.

Typically it provides 12 W output power ($d = 10\%$) at ± 12 V on a 4Ω load, and 8 W on a 8Ω .

The TDA 2006 provides high output (up to 2,5 A) and has very low harmonic and cross over distortion.

The device incorporates a short-circuit protection which automatically limits the dissipated power so as to keep the working point of the output transistors within their safe operating area.

A conventional thermal shut down system is also included.

**BROCHAGE
PIN CONFIGURATION**

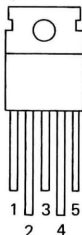
**TDA2006 V
CB-211**



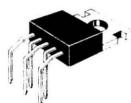
- 1 Entrée non inverseuse
Non inverting input
- 2 Entrée inverseuse
Inverting input
- 3 $-V_{CC}$
- 4 Sortie
Output
- 5 $+V_{CC}$

L'ailette est connectée à la broche 3
Tab is connected to pin 3

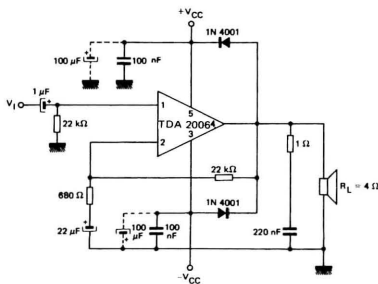
**Vue de dessus
Top view**



**TDA2006 H
CB-245**



**MONTAGE DE CONTROLE ET APPLICATION
TEST AND APPLICATION CIRCUIT**



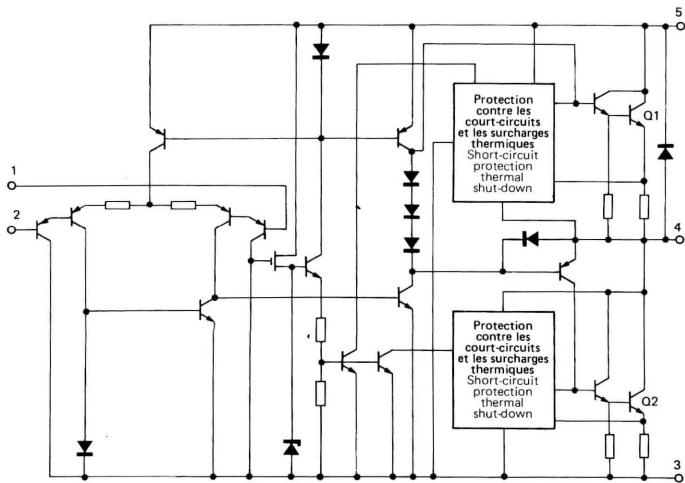
VALEURS LIMITES ABSOLUES
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Tension d'alimentation Supply voltage	V_{CC}	± 15	V
Tension d'entrée Input voltage	V_I	V_{CC}	
Tension d'entrée différentielle Differential input voltage	V_{ID}	± 12	V
Courant de sortie (limité intérieurement) Output peak current (internally limited)	I_O	3	A
Dissipation de puissance Power dissipation	P_{tot}	20	W
Température de jonction Junction temperature	T_j	$-40 \rightarrow +150$	$^{\circ}\text{C}$
Température de stockage Storage temperature	T_{stg}	$-40 \rightarrow +150$	$^{\circ}\text{C}$

CARACTERISTIQUES THERMIQUES
THERMAL CHARACTERISTICS

		Min.	Typ.	Max.	
Résistance thermique (jonction-boîtier) Junction-case thermal resistance	$R_{th(j-c)}$			3	$^{\circ}\text{C/W}$

SCHEMA ELECTRIQUE
SCHEMATIC DIAGRAM



CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
ELECTRICAL CHARACTERISTICS
 $V_{CC} = \pm 12 \text{ V}, T_{amb} = 25^\circ \text{ C}$
 (Voir montage de contrôle)
 (Refer to the test circuit)

 (Sauf indications contraires)
 (Unless otherwise stated)

PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	SYMBLES SYMBOLS		MIN.	TYP.	MAX.	UNITES UNITS
Tension d'alimentation Supply voltage		V _{CC}		± 6		± 15	V
Courant d'alimentation au repos Quiescent drain current	V _{CC} = ± 15 V	I _{CC}			40	80	mA
Courant de polarisation Bias current		I _B			0,2	1	μA
Tension de décalage à l'entrée Input offset voltage		V _{IO}			± 2	± 20	mV
Courant de décalage à l'entrée Input offset current		I _{IO}			± 20	± 200	nA
Tension de décalage en sortie Output offset voltage		V _O			± 2,5	± 24	mV
Puissance de sortie Output power	d = 10 % A _V = 30 dB f = 1 kHz R _L = 4 Ω R _L = 8 Ω	P _O				12 6	W W
Distorsion harmonique Harmonic distortion	0,1 W ≤ P _O ≤ 8 W R _L = 4 Ω A _V = 30 dB f = 1 kHz	d				0,2	%
	0,1 W ≤ P _O ≤ 4 W R _L = 8 Ω A _V = 30 dB f = 1 kHz					0,1	1
Sensibilité à l'entrée Input sensitivity	A _V = 30 dB f = 1 kHz P _O = 10 W R _L = 4 Ω	S				200	mV
	P _O = 6 W R _L = 8 Ω					220	mV
Bande passante (−3 dB) Bandwidth	A _V = 30 dB P _O = 8 W R _L = 4 Ω	B				10 - 140000	Hz
Résistance d'entrée (Broche 1) Input resistance (Pin 1)		R _I			0,5	5	MΩ
Gain en tension (boucle ouverte) Voltage gain (open loop)	f = 1 kHz	A _V				90	dB
Gain en tension (boucle fermée) Voltage gain (closed loop)						30	dB

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

PARAMETRES PARAMETERS	CONDITIONS DE MESURE TEST CONDITIONS	SYMBLES SYMBOLS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITES UNITS
Tension de bruit ramenée à l'entrée Input noise voltage	Bande passante de l'équipement de contrôle (-3 dB) Test equipment bandwidth (-3 dB) $= 10 \div 25000 \text{ Hz}$	v_n		3	10	μV
Courant de bruit ramené à l'entrée Input noise current	$R_L = 4 \Omega$	i_n		80	200	pA
Taux de réjection des alimentations Supply voltage rejection ratio	$R_L = 4 \Omega$ $A_V = 30 \text{ dB}$ $R_G = 22 \text{ k}\Omega$ $V_{\text{ripple}} = 0,5 \text{ V}_{\text{eff}}$ $f_{\text{ripple}} = 100 \text{ Hz}$	SVR	40	50		dB
Courant d'alimentation Drain current	$P_O = 12 \text{ W}$ $R_L = 4 \Omega$ $P_O = 8 \text{ W}$ $R_L = 8 \Omega$	I_{CC}		845		mA
Température de boîtier à laquelle fonctionne la protection thermique Thermal shut-down case temperature	$P_{\text{tot}} = 9 \text{ W}$	T_{case}	110			$^{\circ}\text{C}$

FIG. 1 : PUISSANCE DE SORTIE TYPIQUE EN FONCTION DE LA TENSION D'ALIMENTATION
TYPICAL OUTPUT POWER VERSUS SUPPLY VOLTAGE

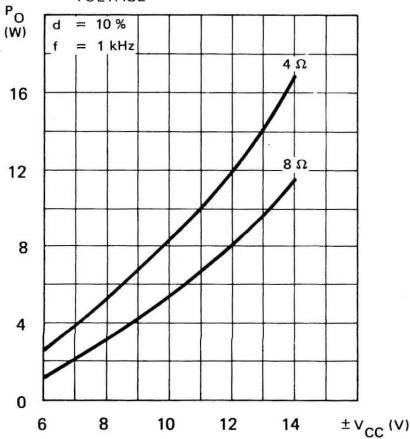


FIG. 2 : DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE
TYPICAL DISTORTION VERSUS OUTPUT POWER

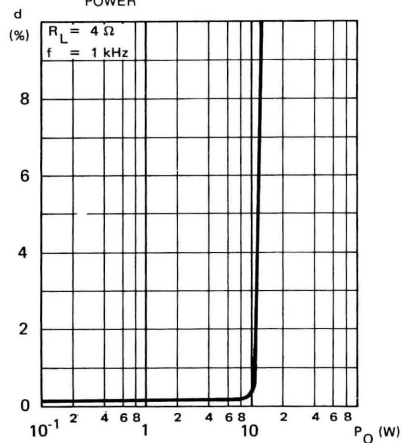


FIG. 3 : DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE
TYPICAL DISTORTION VERSUS OUTPUT POWER

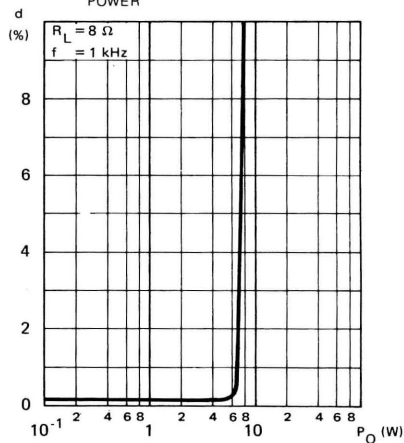


FIG. 4 : DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA FREQUENCE
TYPICAL DISTORTION VERSUS FREQUENCY

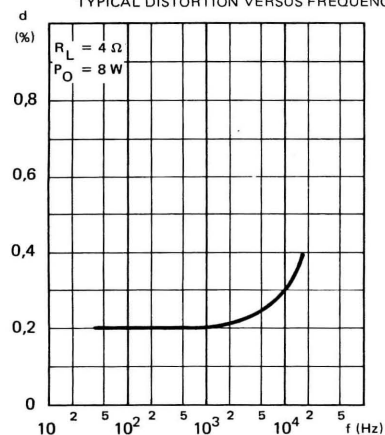


FIG. 5 : DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA FREQUENCE
TYPICAL DISTORTION VERSUS FREQUENCY

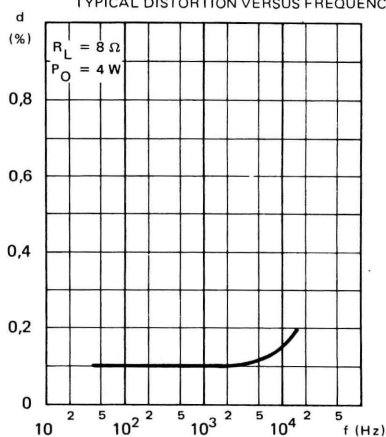


FIG. 6 : SENSIBILITE TYPIQUE EN FONCTION DE LA
PUISSANCE DE SORTIE
TYPICAL SENSITIVITY VERSUS OUTPUT
POWER

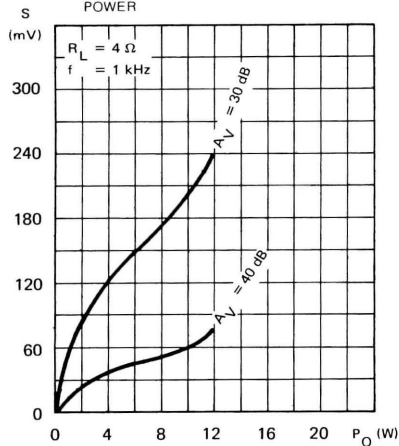


FIG. 7 : SENSIBILITE TYPIQUE EN FONCTION DE LA
PUISSANCE DE SORTIE
TYPICAL SENSITIVITY VERSUS OUTPUT
POWER

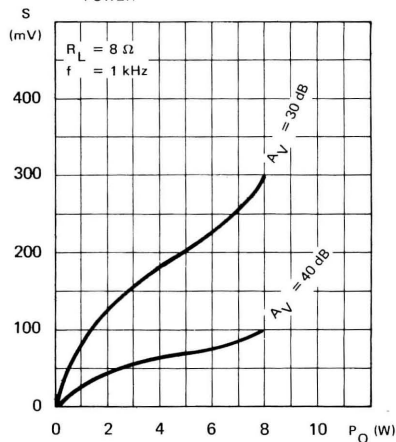


FIG. 8 : REPONSE EN FREQUENCE AVEC DIFFEREN-
TES VALEURS DE LA CAPACITE DU CONDEN-
SATEUR C8 (voir Fig. 14)
FREQUENCY RESPONSE WITH DIFFERENT
VALUES OF THE ROLLOFF CAPACITOR C8
(see Fig. 14)

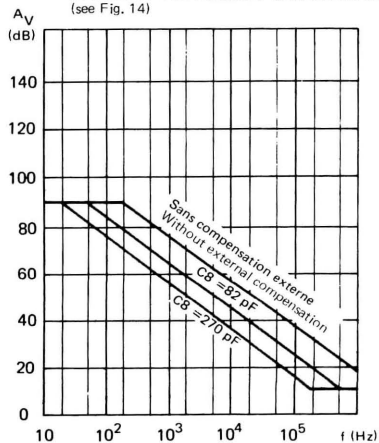


FIG. 9 : VALEUR TYPIQUE DE C8 EN FONCTION DU
GAIN EN TENSION POUR DIFFERENTES
BANDES PASSANTES (voir Fig. 14)
TYPICAL VALUE OF C8 VERSUS VOLTAGE
GAIN FOR DIFFERENT BANDWIDTHS
(see Fig. 14)

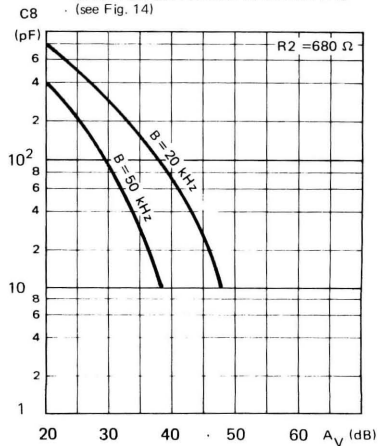


FIG. 10 : COURANT DE REPOS EN FONCTION DE LA TENSION D'ALIMENTATION
QUIESCENT CURRENT VERSUS SUPPLY VOLTAGE

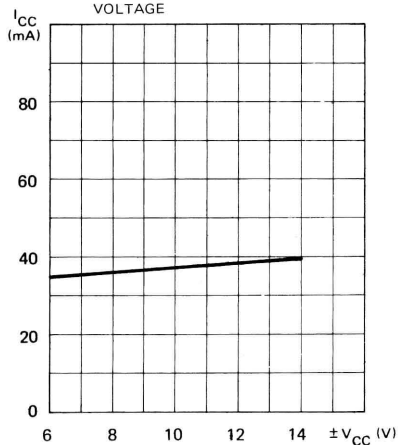


FIG. 11 : TAUX DE REJECTION DES ALIMENTATIONS
EN FONCTION DU GAIN EN TENSION
SUPPLY VOLTAGE REJECTION RATIO VERSUS
VOLTAGE GAIN

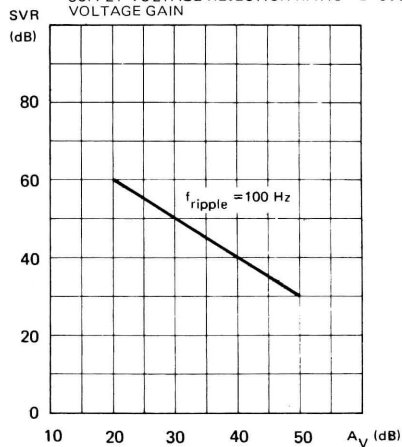


FIG. 12 : DISSIPATION DE PUISSANCE ET RENDEMENT
EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE
POWER DISSIPATION AND EFFICIENCY
VERSUS OUTPUT POWER

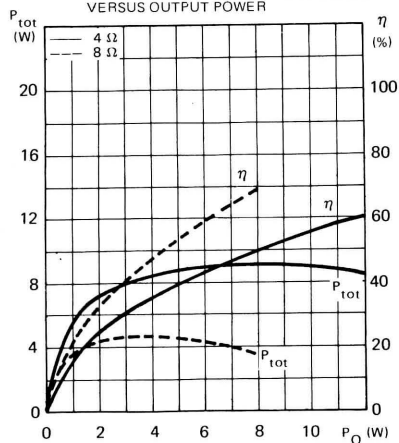


FIG. 13 : DISSIPATION DE PUISSANCE MAXIMALE EN
FONCTION DE LA TENSION D'ALIMENTATION (Fonctionnement Sinusoidal)
MAXIMUM POWER DISSIPATION VERSUS
SUPPLY VOLTAGE (sine wave operation)

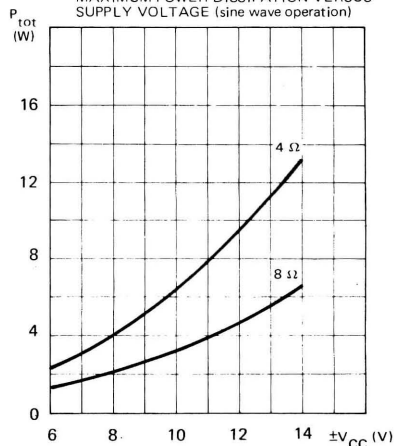


FIG. 14 : SCHEMA D'UN AMPLIFICATEUR TYPE AVEC UNE ALIMENTATION DOUBLE
TYPICAL AMPLIFIER WITH SPLIT POWER SUPPLY

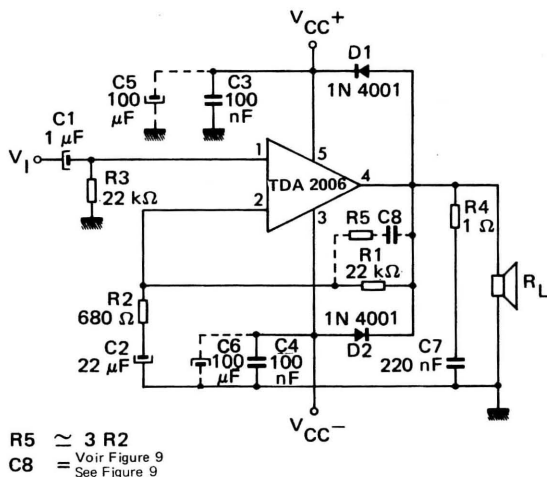


FIG. 15 : CIRCUIT IMPRIME ET COMPOSANTS DU CIRCUIT DE LA FIG. 14 (VUE COTE COMPOSANTS)
P.C. BOARD AND COMPONENT LAYOUT FOR THE CIRCUIT OF FIG. 14

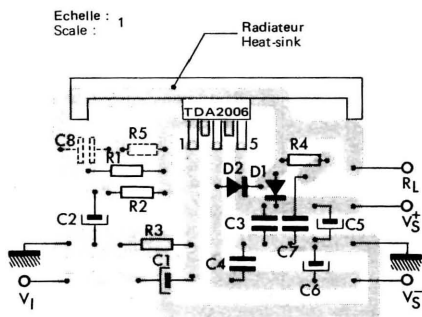


FIG. 16 : SCHEMA D'UN AMPLIFICATEUR TYPE AVEC UNE ALIMENTATION SIMPLE
TYPICAL AMPLIFIER WITH SINGLE POWER SUPPLY

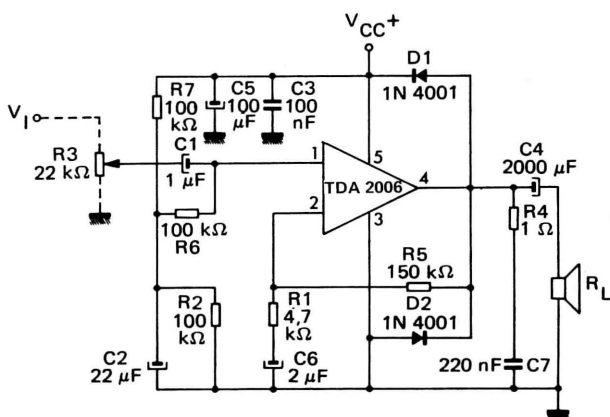


FIG. 17 : CIRCUIT IMPRIME ET COMPOSANTS DU CIRCUIT DE LA FIG. 15 (VUE COTE COMPOSANTS)
P.C. BOARD AND COMPONENT LAYOUT FOR THE CIRCUIT OF FIG. 15

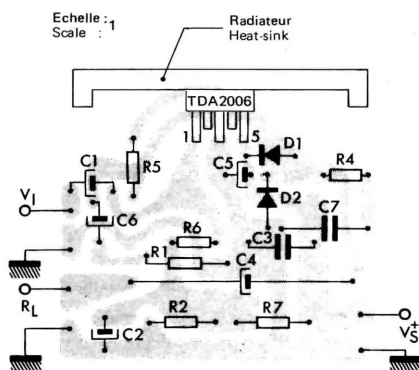
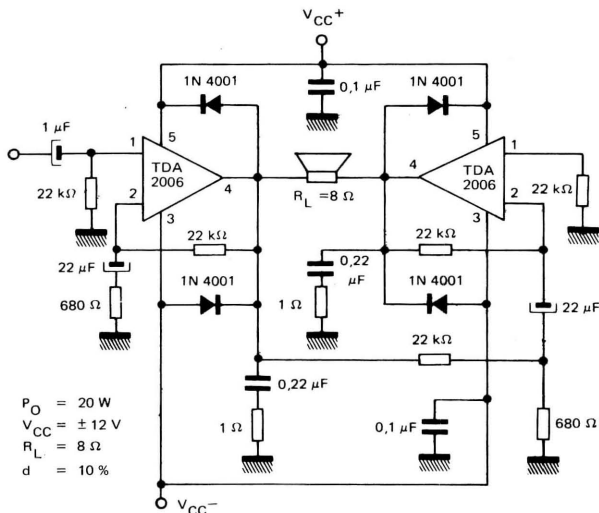


FIG. 18 : SCHEMA TYPIQUE D'UN AMPLIFICATEUR EN PONT AVEC ALIMENTATION DOUBLE
TYPICAL BRIDGE AMPLIFIER CONFIGURATION WITH SPLIT POWER SUPPLY



PROTECTION CONTRE LES COURT-CIRCUITS

Un circuit interne limite le courant dans les transistors de sortie.

On peut voir figure 19, que le courant de sortie maximal dépend de la tension collecteur-émetteur.

Par suite, les transistors de sortie travaillent à l'intérieur de leur aire de fonctionnement de sécurité (figure 20).

Il s'agit plus d'une limitation de la puissance de crête que d'une limitation de courant. Ainsi le circuit est protégé contre les surcharges et les court-circuits transitoires. Si le court-circuit se prolonge, la protection contre les surcharges thermiques maintiendra la température de jonction dans des limites de sécurité.

SHORT-CIRCUIT PROTECTION

The TDA 2006 has an internal circuit which limits the currents of the output transistors.

Figure 19 shows that the maximum output current is a function of the collector emitter voltage.

Hence, the output transistors work within their safe operating area (figure 20).

This function can therefore be considered as being peak power limiting rather than simple current limiting. The TDA 2006 is thus protected against temporary over-loads or short-circuit. Should the short-circuit exist for a longer time, the thermal shut-down protection keeps the junction temperature within safe limits.

FIG. 19 : COURANT DE SORTIE MAXIMAL EN FONCTION DE LA TENSION (V_{CE}) AUX BORNES DE CHACUN DES TRANSISTORS DE SORTIE
MAXIMUM OUTPUT CURRENT VERSUS VOLTAGE (V_{CE}) ACROSS EACH OUTPUT TRANSISTOR

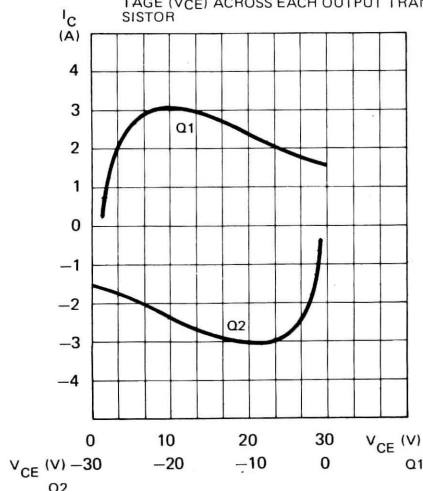
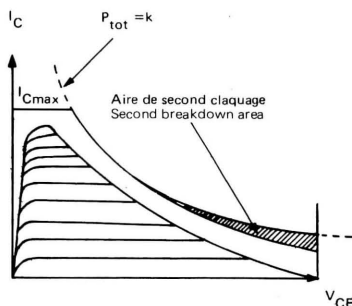


FIG. 20 : AIRE DE FONCTIONNEMENT DE SECURITE ET CARACTERISTIQUE DE COLLECTEUR DES TRANSISTORS DE SORTIE PROTEGES
SAFE OPERATING AREA AND COLLECTOR CHARACTERISTIC OF THE PROTECTED POWER TRANSISTOR



PROTECTION THERMIQUE

Le circuit de limitation thermique présente les avantages suivants :

1 — Une surcharge de la sortie, même permanente, ou une élévation de la température ambiante sont supportés sans danger par le circuit intégré puisque la température de jonction ne peut pas être supérieure à 150°C.

2 — Le coefficient de sécurité du radiateur peut être beaucoup plus faible que pour un circuit conventionnel puisqu'il n'existe pas de possibilité de détérioration de l'amplificateur par suite de l'élévation de la température de jonction.

Si pour une raison quelconque la température de jonction atteignait 150°C la protection thermique réduirait la dissipation et la consommation de courant de l'amplificateur.

THERMAL SHUT-DOWN

The presence of a thermal limiting circuit offers the following advantages :

1 — An overload on the output, even if it is permanent, or an above limit ambient temperature can be easily supported since the junction temperature cannot be higher than 150°C.

2 — The heatsink can have a smaller factor of safety compared with that of a conventional circuit. There is no possibility of device damage due to high junction temperature.

If for any reason, the junction temperature increases up to 150°C, the thermal shut-down simply reduces the power dissipation and the current consumption.

FIG. 21 : PUISSANCE DE SORTIE ET CONSOMMATION DE
COURANT EN FONCTION DE LA TEMPERATURE
DE BOITIER ($R_L = 4 \Omega$)
OUTPUT POWER AND DRAIN CURRENT VERSUS
CASE TEMPERATURE ($R_L = 4 \Omega$)

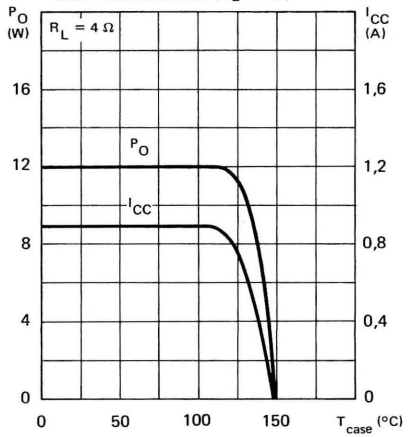
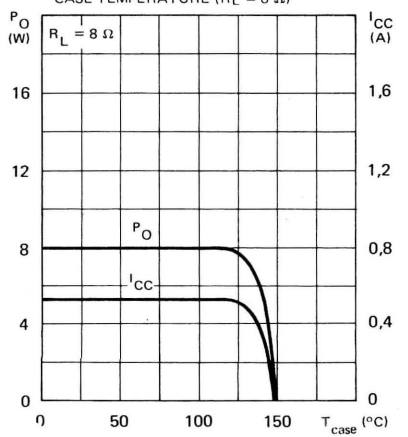


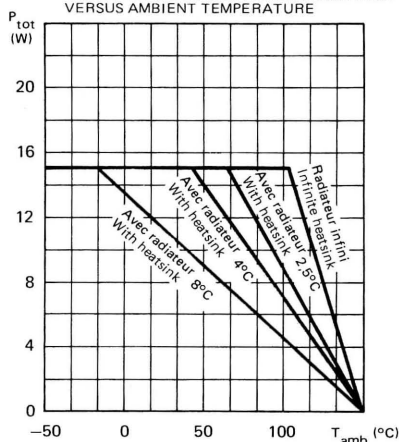
FIG. 22 : PUISSANCE DE SORTIE ET CONSOMMATION DE
COURANT EN FONCTION DE LA TEMPERATURE
DE BOITIER ($R_L = 8 \Omega$)
OUTPUT POWER AND DRAIN CURRENT VERSUS
CASE TEMPERATURE ($R_L = 8 \Omega$)



La puissance dissipable maximale dépend des dimensions du radiateur extérieur, c'est-à-dire, en fait, de sa résistance thermique. La figure 23 montre la valeur de cette puissance dissipable maximale en fonction de la température ambiante pour différentes résistances thermiques.

The maximum allowable power dissipation depends upon the size of the external heatsink (i.e. its thermal resistance) ; figure 23 shows this dissipation power as a function of ambient temperature for different thermal resistances.

FIG. 23 : DISSIPATION DE PUISSANCE MAXIMALE ADMISSIBLE EN FONCTION DE LA TEMPÉRATURE AMBIANTE
MAXIMUM ALLOWABLE POWER DISSIPATION VERSUS AMBIENT TEMPERATURE



CONSIDERATIONS PRATIQUES

CIRCUIT IMPRIME

La disposition de la figure 16 devrait être adoptée par les concepteurs. Si, une disposition différente est retenue, les points de masses des entrées 1 et 2 doivent être bien découplés par rapport à la masse de la sortie qui est parcourue par un courant relativement élevé.

MONTAGE.

Aucun isolement électrique n'est nécessaire entre le boîtier et le radiateur lorsqu'une alimentation unique est utilisée.

COMPOSANTS EXTERIEURS

Les valeurs recommandées pour les composants extérieurs sont indiquées figure 16. D'autres valeurs peuvent être utilisées. Le tableau suivant est destiné à guider le concepteur.

PRACTICAL CONSIDERATIONS.

PRINTED CIRCUIT BOARD

The layout in figure 16 should be adopted by the designers. If different layouts are used, the ground points of input 1 and input 2 must be well decoupled from the ground return of the output in which a high current flows.

ASSEMBLY SUGGESTION

No electrical isolation need be used between the package and the heatsink with single supply voltage configuration.

EXTERNAL COMPONENTS

The recommended values of the external components are those shown on application circuit of figure 16. Different values can be used. The following table can help the designer.

Composant Component	Valeur recommandée Recommended value	But Purpose	Valeur supérieure à la valeur recommandée Larger than recommended value	Valeur inférieure à la valeur recommandée Smaller than recommended value
R1	22 k Ω	Détermination du gain en boucle fermée Closed loop gain setting	Augmente le gain Increase of gain	Diminue le gain Decrease of gain
R2	680 Ω	Détermination du gain en boucle fermée Closed loop gain setting	Diminue le gain Decrease of gain	Augmente le gain Increase of gain
R3	22 k Ω	Polarisation de l'entrée non inverseuse Non inverting input biasing	Augmentation de l'impédance d'entrée Increase of input impedance	Diminution de l'impédance d'entrée Decrease of input impedance
R4	1 Ω	Frequency stability Stabilité de fréquence	Danger d'oscillation aux fréquences élevées sur charges inductives Danger of oscillation at high frequencies with inductive loads	
R5	$\cong 3 R2$	Fréquence de coupure haute Upper frequency cutoff	Atténuation en haute fréquence réduite Poor high frequencies attenuation	Risques d'oscillation Danger of oscillation
C1	1 μF	Découplage continu de l'entrée Input DC decoupling		Augmentation de la fréquence basse de coupure Increase of low frequencies cutoff
C2	22 μF	Découplage continu de l'entrée inverseuse Inverting DC decoupling		Augmentation de la fréquence basse de coupure Increase of low frequencies cutoff
C3, C4	0,1 μF	Découplage de la tension d'alimentation Supply voltage bypass		Risques d'oscillation Danger of oscillation
C5, C6	100 μF	Découplage de la tension d'alimentation Supply voltage bypass		Risques d'oscillation Danger of oscillation
C7	0,22 μF	Stabilité en fréquence Frequency stability		Risques d'oscillation Danger of oscillation
C8	$\cong \frac{1}{2\pi B R1}$	Fréquence de coupure haute Upper frequency cutoff	Bande passante réduite Small bandwidth	Bande passante élargie Larger bandwidth
D1, D2	1N 4001 $t_{fr} = 1 \mu s / V_F = 1,1 V - I_F = 1 A$		Protection de l'amplificateur contre les crêtes de tension de sortie To protect the device against output voltage spikes	

**12 W HI-FI AUDIO POWER AMPLIFIER WITH
SHORT-CIRCUIT PROTECTION AND THERMAL SHUT DOWN**
*AMPLIFICATEUR BASSE FREQUENCE HAUTE FIDELITE DE 12 W
AVEC PROTECTION CONTRE LES COURTS-CIRCUIT ET LIMITATION THERMIQUE*

PRELIMINARY DATA
NOTICE PRELIMINAIRE

The TDA 2030 is a monolithic integrated circuit in CB-211 and/or CB-245 packages intended for use as a low frequency class "B" amplifier.

Typically it provides 14 W output power ($d = 0,5\%$) at ± 14 V/4 Ω ; at ± 14 V the guaranteed output power is 12 W on a 4 Ω load and 8 W on a 8 Ω (DIN 45500).

The TDA 2030 provides high output current (up to 3 A) and has very low harmonic and cross over distortion.

This device incorporates a short circuit protection which automatically limits the dissipated power so as to keep the working point of the output transistors within their safe operating area.

A conventional thermal shut down system is also included.

Le TDA 2030 est un circuit intégré monolithique en boîtiers CB-211 et/ou CB-245 spécialement prévu pour fonctionner comme amplificateur basse fréquence en classe "B".

Alimenté sous ± 14 V avec une résistance de charge de 4 Ω , il peut délivrer une puissance de sortie typique de 14 W avec une distorsion de 0,5 % ; alimenté sous ± 14 V la puissance de sortie garantie est de 12 W avec une charge de 4 Ω et de 8 W avec une charge de 8 Ω (DIN 45500).

Le TDA 2030 délivre un courant de sortie élevé, jusqu'à 3 A avec une distorsion harmonique et une distorsion de raccordement très faibles.

Cet amplificateur comprend un dispositif de protection contre les courts-circuits qui limite automatiquement la puissance dissipée de façon à ce que le point de fonctionnement des transistors de sortie soit maintenu à l'intérieur de l'aire de fonctionnement de sécurité.

Une protection thermique est aussi comprise dans le circuit.

PIN CONFIGURATION
BROCHAGE

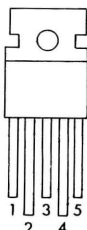
Tab connected to pin 3
Ailette connectée à la broche 3

Top view
Vue de dessus

Package : CB-211
Boîtier



TDA2030 V



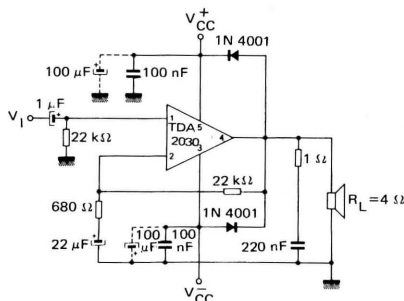
- 1 Non inverting input
Entrée non inverseuse
- 2 Inverting input
Entrée inverseuse
- 3 $-V_{CC}$
- 4 Output
Sortie
- 5 $+V_{CC}$

Package : CB-245
Boîtier



TDA2030 H

TEST AND APPLICATION CIRCUIT
MONTAGE DE CONTROLE ET APPLICATION



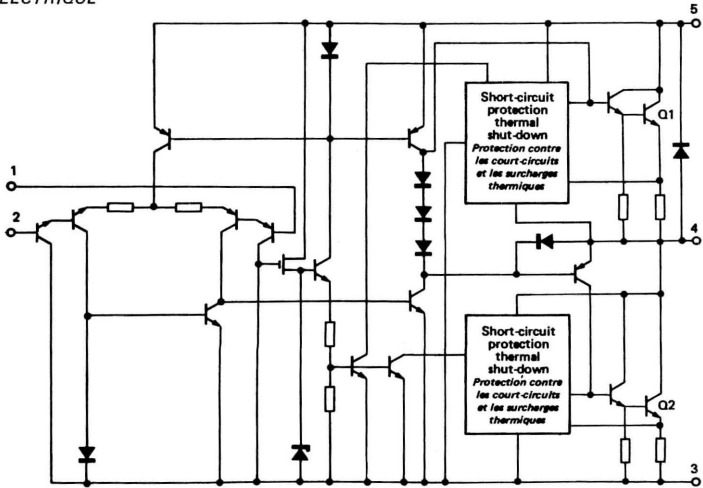
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS
VALEURS LIMITES ABSOLUES

Supply voltage <i>Tension d'alimentation</i>	V_{CC}	± 18	V
Input voltage <i>Tension d'entrée</i>	V_I	V_{CC}	
Differential input voltage <i>Tension d'entrée différentielle</i>	V_{ID}	± 15	V
Output peak current (internally limited) <i>Courant de sortie (limité intérieurement)</i>	I_O	3,5	A
Power dissipation <i>Dissipation de puissance</i> $T_{case} = 90^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	20	W
Junction temperature <i>Température de jonction</i>	T_j	$-40^{\circ}\text{C} + +150$	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature <i>Température de stockage</i>	T_{stg}	$-40^{\circ}\text{C} + +150$	$^{\circ}\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS
CARACTERISTIQUES THERMIQUES

	Test conditions <i>Conditions de mesure</i>		Min.	Typ.	Max.	
Junction-case thermal resistance <i>Résistance thermique (jonction-boîtier)</i>		$R_{th(j-c)}$			3	$^{\circ}\text{C/W}$

SCHEMATIC DIAGRAM
SCHEMA ELECTRIQUE



ELECTRICAL CHARACTERISTICS
CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

$V_{CC} = \pm 14 \text{ V}$, $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$
 (Refer to the test circuit)
 (Voir montage de contrôle)

(Unless otherwise stated)
 (Sauf indications contraires)

	Test conditions <i>Conditions de mesure</i>			Min.	Typ.	Max.	
Supply voltage <i>Tension d'alimentation</i>		V_{CC}		± 6	± 18		V
Quiescent drain current <i>Courant d'alimentation au repos</i>	$V_{CC} = \pm 18 \text{ V}$	I_{CC}		40	60		mA
Bias current <i>Courant de polarisation</i>		I_B		0,2	1		μA
Input offset voltage <i>Tension de décalage à l'entrée</i>		V_{IO}		± 2	± 20		mV
Input offset current <i>Courant de décalage à l'entrée</i>		I_{IO}		± 20	± 200		nA
Output offset voltage <i>Tension de décalage en sortie</i>		V_O		$\pm 2,5$	± 22		mV
Output power <i>Puissance de sortie</i>	$d = 0,5 \%$ $A_V = 30 \text{ dB}$ $40 \text{ Hz} \leq f \leq 15 \text{ kHz}$ $R_L = 4 \Omega$	P_O		12	14		W
	$R_L = 8 \Omega$			8	9		W
	$d = 10 \%$ $A_V = 30 \text{ dB}$ $f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 4 \Omega$	P_O		18			W
	$R_L = 8 \Omega$			11			W
Harmonic distortion <i>Distorsion harmonique</i>	$0,1 \text{ W} \leq P_O \leq 12 \text{ W}$ $R_L = 4 \Omega$ $A_V = 30 \text{ dB}$ $40 \text{ Hz} \leq f \leq 15 \text{ kHz}$	d		0,2	0,5		%
	$0,1 \text{ W} \leq P_O \leq 8 \text{ W}$ $R_L = 8 \Omega$ $A_V = 30 \text{ dB}$ $40 \text{ Hz} \leq f \leq 15 \text{ kHz}$	d		0,1	0,5		%
Input sensitivity <i>Sensibilité à l'entrée</i>	$A_V = 30 \text{ dB}$ $f = 1 \text{ kHz}$ $P_O = 12 \text{ W}$ $R_L = 4 \Omega$	S		215			mV
	$P_O = 8 \text{ W}$ $R_L = 8 \Omega$			250			mV
Bandwidth (−3 dB) <i>Bande passante</i>	$A_V = 30 \text{ dB}$ $P_O = 12 \text{ W}$ $R_L = 4 \Omega$	B		10	140000		Hz
Input resistance (Pin 1) <i>Résistance d'entrée (Broche 1)</i>		R_I		0,5	5		M Ω
Voltage gain (open loop) <i>Gain en tension (boucle ouverte)</i>	$f = 1 \text{ kHz}$	A_V		90			dB
Voltage gain (closed loop) <i>Gain en tension (boucle fermée)</i>		A_V		30			dB

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)
CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES (suite)

	Test conditions Conditions de mesure			Min. Typ. Max.	
Input noise voltage <i>Tension de bruit ramenée à l'entrée</i>	Test equipment bandwidth (-3 dB) <i>Bande passante de l'équipement de con- trôle (-3 dB)</i>	v_n		3 10	μV
Input noise current <i>Courant de bruit ramenée à l'entrée</i>	$= 10 - 25000 \text{ Hz}$ $R_L = 4 \Omega$	i_n		80 200	pA
Supply voltage rejection ratio <i>Taux de réjection des alimentations</i>	$R_L = 4 \Omega$ $A_V = 30 \text{ dB}$ $R_G = 22 \text{ k}\Omega$ $V_{\text{ripple}} = 0,5 V_{\text{eff}}$ $f_{\text{ripple}} = 100 \text{ Hz}$	SVR		40 50	dB
Drain current <i>Courant d'alimentation</i>	$P_O = 14 \text{ W}$ $R_L = 4 \Omega$ $P_O = 9 \text{ W}$ $R_L = 8 \Omega$	I_{CC}		900	mA
				515	mA
Thermal shut-down case temperature <i>Température de boîtier à laquelle fonctionne la protection thermique</i>	$P_{\text{tot}} = 12 \text{ W}$	T_{case}		110	$^{\circ}\text{C}$

FIG. 1 : TYPICAL OUTPUT POWER VERSUS SUPPLY
VOLTAGE
PUISSANCE DE SORTIE TYPIQUE EN
FONCTION DE LA TENSION D'ALIMENTATION

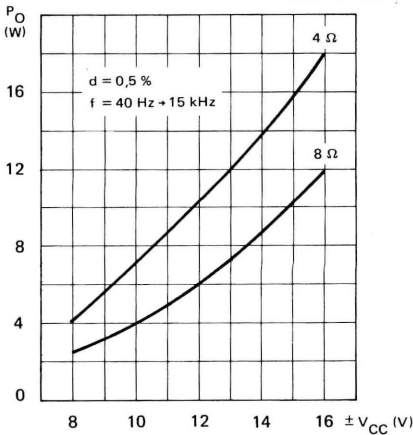


FIG. 2 : TYPICAL OUTPUT POWER VERSUS SUPPLY
VOLTAGE
PUISSANCE DE SORTIE TYPIQUE EN
FONCTION DE LA TENSION D'ALIMENTATION

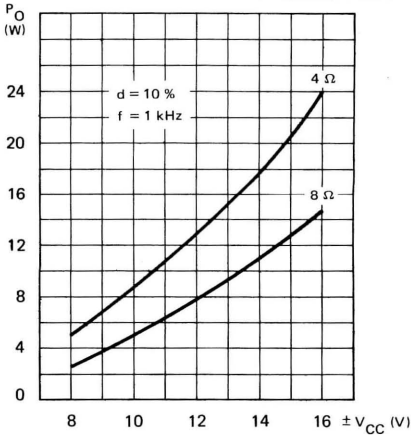


FIG. 3 : TYPICAL DISTORTION VERSUS OUTPUT POWER
 DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE

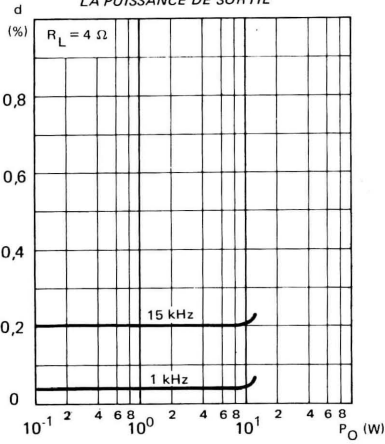


FIG. 4 : TYPICAL DISTORTION VERSUS OUTPUT POWER
 DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE

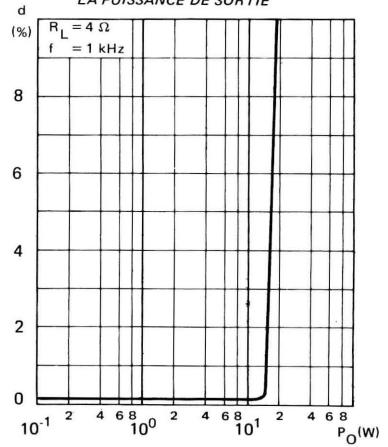


FIG. 5 : TYPICAL DISTORTION VERSUS OUTPUT POWER
 DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE

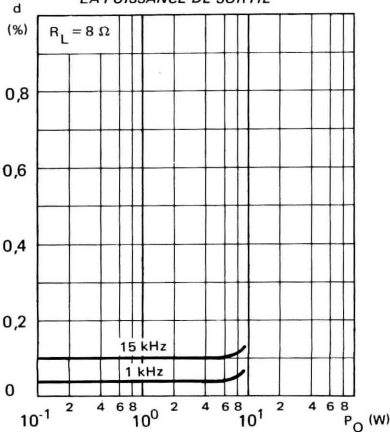


FIG. 6 : TYPICAL DISTORTION VERSUS OUTPUT POWER
 DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE

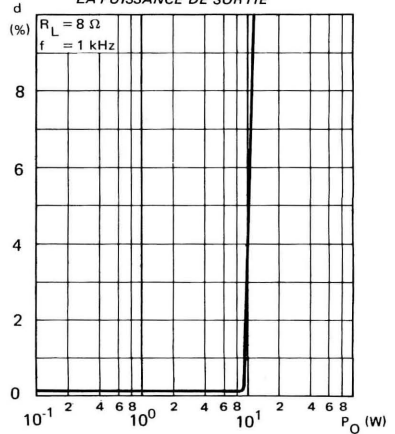


FIG. 7 : TYPICAL DISTORTION VERSUS FREQUENCY
DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA FREQUENCE

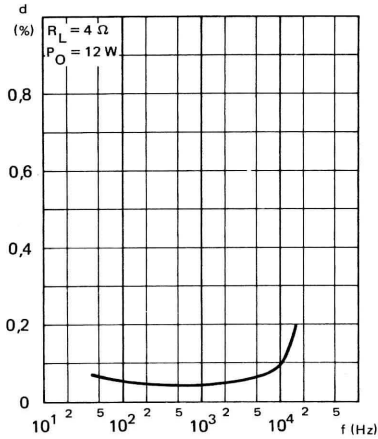


FIG. 8 : TYPICAL DISTORTION VERSUS FREQUENCY
DISTORSION TYPIQUE EN FONCTION DE LA FREQUENCE

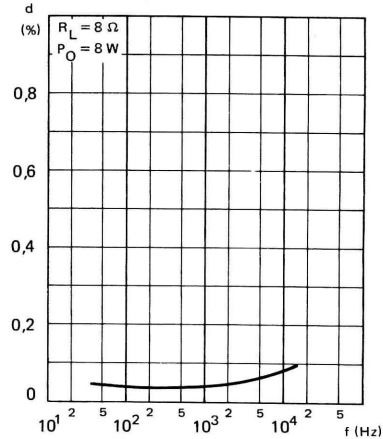


FIG. 9 : TYPICAL SENSITIVITY VERSUS OUTPUT POWER
SENSIBILITE TYPIQUE EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE

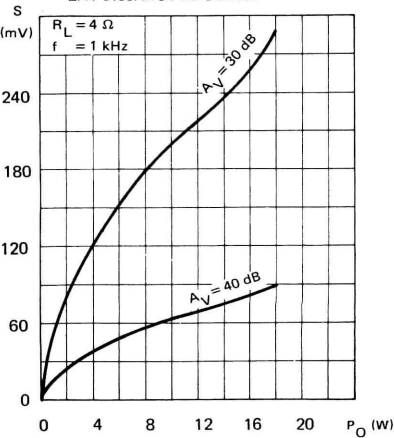


FIG. 10 : TYPICAL SENSITIVITY VERSUS OUTPUT POWER
SENSIBILITE TYPIQUE EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE

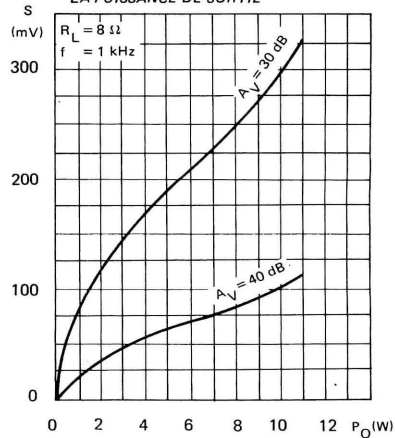


FIG. 11 : FREQUENCY RESPONSE WITH DIFFERENT VALUES OF THE ROLLOFF CAPACITOR C8 (see FIG. 17)
 REPONSE EN FREQUENCE AVEC DIFFERENTES VALEURS DE LA CAPACITE DU CONDENSATEUR C8 (voir FIG. 17)

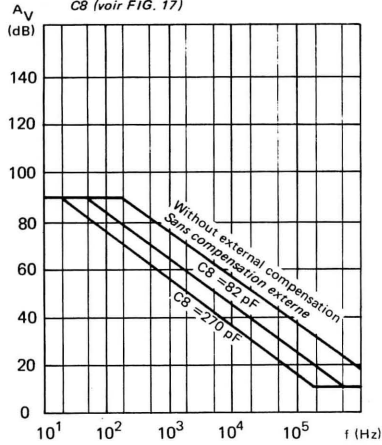


FIG. 12 : TYPICAL VALUE OF C8 VERSUS VOLTAGE GAIN FOR DIFFERENT BANDWIDTHS (see FIG. 17)
 VALEUR TYPIQUE DE C8 EN FONCTION DU GAIN EN TENSION POUR DIFFERENTES BANDES PASSANTES (voir FIG. 17)

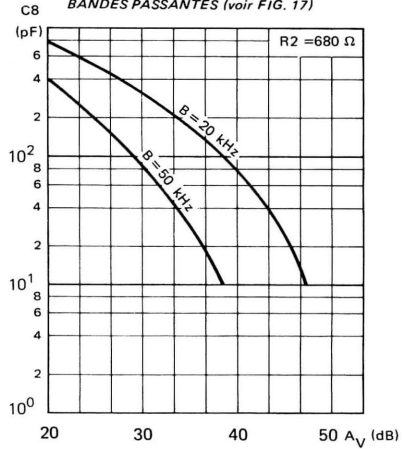


FIG. 13 : QUIESCENT CURRENT VERSUS SUPPLY VOLTAGE
 COURANT DE REPOS EN FONCTION DE LA TENSION D'ALIMENTATION

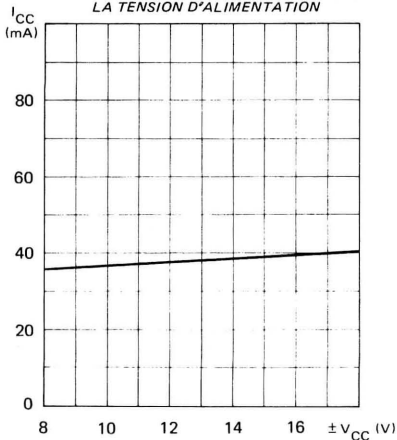


FIG. 14 : SUPPLY VOLTAGE REJECTION RATIO VERSUS VOLTAGE GAIN
 TAUX DE REJECTION DES ALIMENTATIONS EN FONCTION DU GAIN EN TENSION

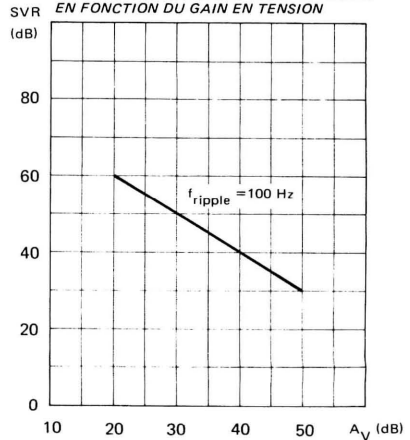


FIG. 15 : POWER DISSIPATION AND EFFICIENCY
VERSUS OUTPUT POWER
DISSIPATION DE PUISSANCE TYPIQUE ET
RENDEMENT EN FONCTION DE LA PUIS-
SANCE DE SORTIE

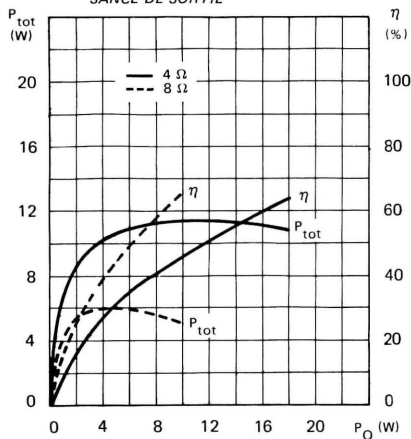


FIG. 16 : MAXIMUM POWER DISSIPATION VERSUS
SUPPLY VOLTAGE (SINE WAVE OPERATION)
DISSIPATION DE PUISSANCE MAXIMALE EN
FONCTION DE LA TENSION D'ALIMENTA-
TION (FONCTIONNEMENT SINUSOIDAL)

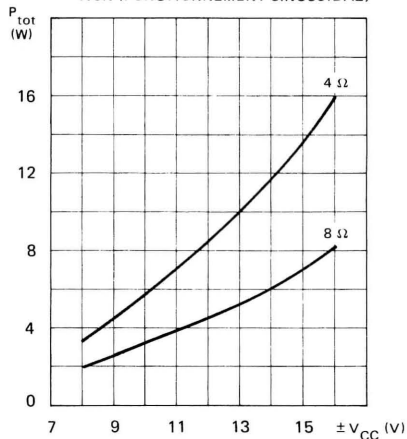
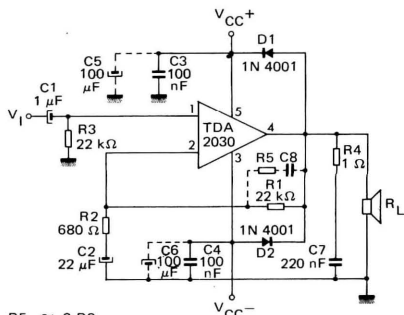


FIG. 17 : TYPICAL AMPLIFIER WITH SPLIT POWER SUPPLY
SCHEMA D'UN AMPLIFICATEUR TYPE AVEC UNE
ALIMENTATION DOUBLE



$R_5 \approx 3 R_2$
 C_8 = See figure 12
Voir figure 12

FIG. 18 : TYPICAL AMPLIFIER WITH SINGLE POWER SUPPLY
SCHEMA D'UN AMPLIFICATEUR TYPE AVEC UNE
ALIMENTATION SIMPLE

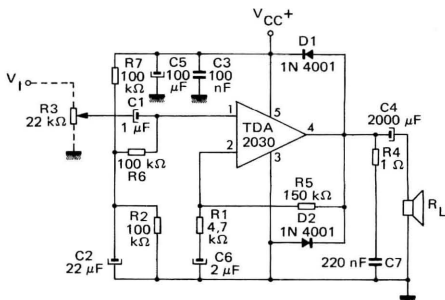


FIG. 19 : P.C. BOARD AND COMPONENT LAYOUT FOR THE CIRCUIT OF FIG. 17
 CIRCUIT IMPRIME ET COMPOSANTS DU CIRCUIT DE LA FIG. 17 (VUE COTE COMPOSANTS)

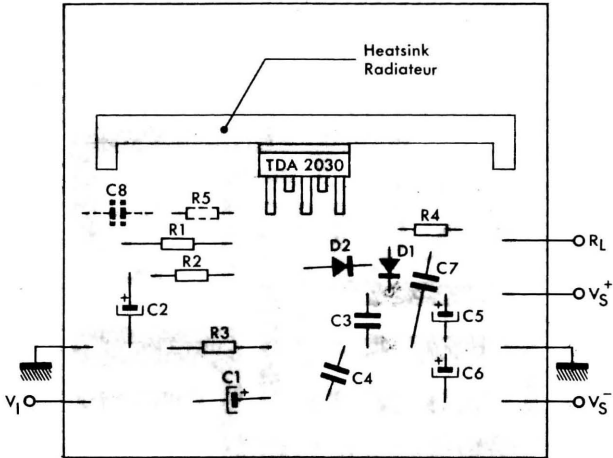


FIG. 20 : P.C. BOARD AND COMPONENT LAYOUT FOR THE CIRCUIT OF FIG. 18
 CIRCUIT IMPRIME ET COMPOSANTS DU CIRCUIT DE LA FIG. 18 (VUE COTE COMPOSANTS)

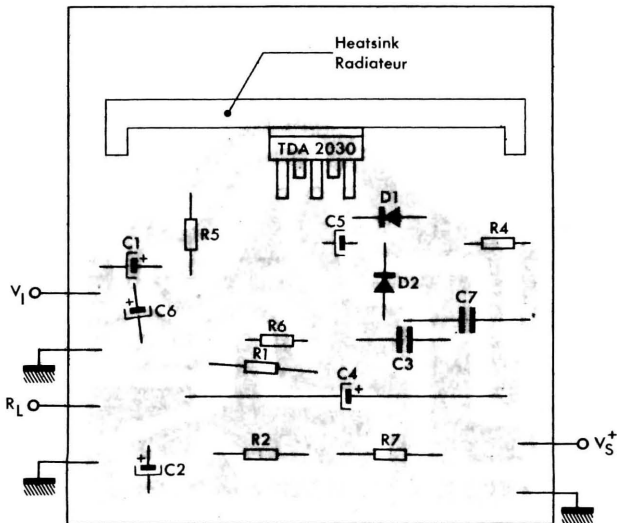
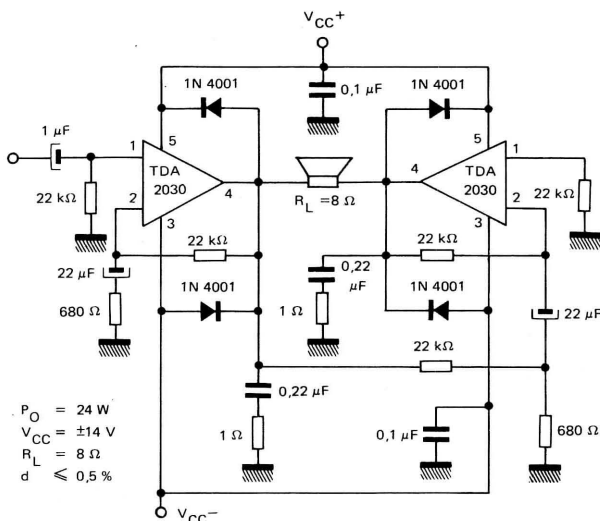


FIG. 21 : TYPICAL BRIDGE AMPLIFIER CONFIGURATION WITH SPLIT POWER SUPPLY
SCHEMA TYPIQUE D'UN AMPLIFICATEUR EN PONT AVEC ALIMENTATION DOUBLE



SHORT-CIRCUIT PROTECTION

The TDA 2030 has an internal circuit which limits the currents of the output transistors.

Figure 22 shows that the maximum output current is a function of the collector emitter voltage.

Hence the output transistors work within their safe operating area (figure 23).

This function can therefore be considered as being peak power limiting rather than simple current limiting. The TDA 2030 is thus protected against temporary overloads or short-circuit. Should the short-circuit exist for a longer time, the thermal shut-down protection keeps the junction temperature within safe limits.

PROTECTION CONTRE LES COURT-CIRCUITS

Un circuit interne limite le courant dans les transistors de sortie.

On peut voir figure 22, que le courant de sortie maximal dépend de la tension collecteur-émetteur.

Par suite les transistors de sortie travaillent à l'intérieur de leur aire de fonctionnement de sécurité (figure 23).

Il s'agit plus d'une limitation de la puissance de crête que d'une limitation de courant. Ainsi le circuit est protégé contre les surcharges et les court-circuits transitoires. Si le court-circuit se prolonge, la protection contre les surcharges thermiques maintiendra la température de jonction dans des limites de sécurité.

FIG. 22 : MAXIMUM OUTPUT CURRENT VERSUS VOLTAGE (V_{CE}) ACROSS EACH OUTPUT TRANSISTOR
 COURANT DE SORTIE MAXIMAL EN FONCTION DE LA TENSION (V_{CE}) AUX BORNES DE CHACUN DES TRANSISTORS DE SORTIE

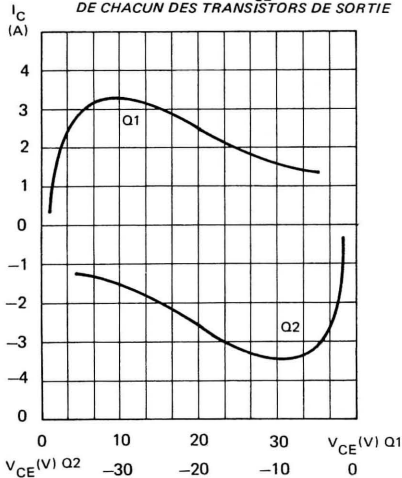
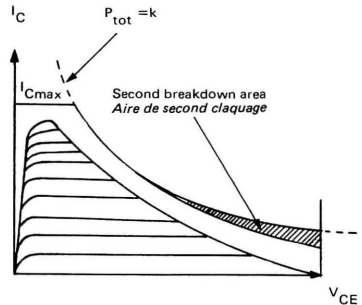


FIG. 23 : SAFE OPERATING AREA AND COLLECTOR CHARACTERISTICS OF THE PROTECTED POWER TRANSISTOR
 AIRE DE FONCTIONNEMENT DE SECURITE ET CARACTERISTIQUE DE COLLECTEUR DES TRANSISTORS DE SORTIE PROTEGES



THERMAL SHUT-DOWN

The presence of a thermal limiting circuit offers the following advantages :

1 — An overload on the output (even if it is permanent), or an above limit ambient temperature can be easily supported since the T_j cannot be higher than 150°C.

2 — The heatsink can have a smaller factor of safety compared with that of a conventional circuit. There is no possibility of device damage due to high junction temperature.

If for any reason, the junction temperature increases up to 150°C, the thermal shut-down simply reduces the power dissipation and the current consumption.

PROTECTION THERMIQUE

Le circuit de limitation thermique présente les avantages suivants :

1 — Une surcharge de la sortie, même permanente, ou une élévation de la température ambiante sont supportés sans danger par le circuit intégré puisque la température de jonction ne peut pas être supérieure à 150°C.

2 — Le coefficient de sécurité du radiateur peut être beaucoup plus faible que pour un circuit conventionnel puisqu'il n'existe pas de possibilité de détérioration de l'amplificateur par suite de l'élévation de la température de jonction.

Si pour une raison quelconque la température de jonction atteignait 150°C la protection thermique réduirait la dissipation et la consommation de courant de l'amplificateur.

FIG. 24 : OUTPUT POWER AND DRAIN CURRENT VERSUS CASE TEMPERATURE ($R_L = 4 \Omega$)

PUISSANCE DE SORTIE ET CONSOMMATION DE COURANT EN FONCTION DE LA TEMPERATURE DE BOITIER ($R_L = 4 \Omega$)

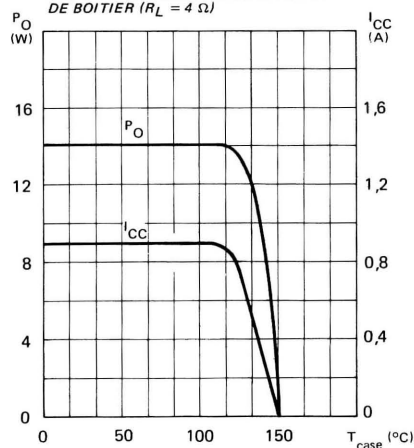


FIG. 25 : OUTPUT POWER AND DRAIN CURRENT VERSUS CASE TEMPERATURE ($R_L = 8 \Omega$)

PUISSANCE DE SORTIE ET CONSOMMATION DE COURANT EN FONCTION DE LA TEMPERATURE DE BOITIER ($R_L = 8 \Omega$)

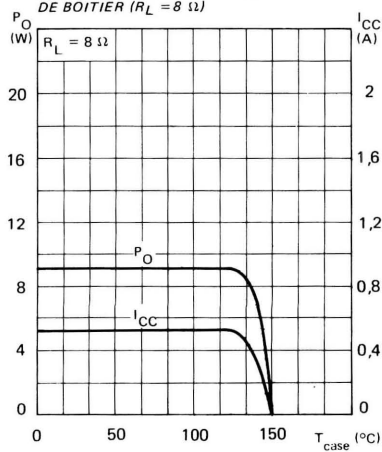
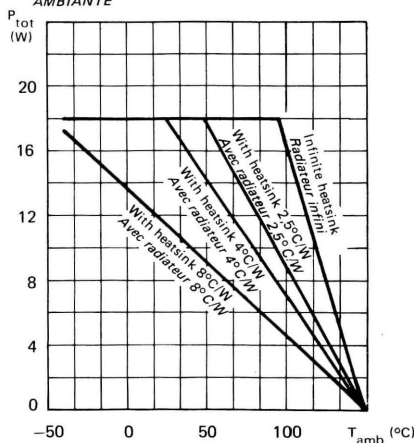


FIG. 26 : MAXIMUM ALLOWABLE POWER DISSIPATION
VERSUS AMBIENT TEMPERATURE
DISSIPATION DE PUISSANCE MAXIMALE ADMIS-
SIBLE EN FONCTION DE LA TEMPERATURE
AMBIANTE



The maximum allowable power dissipation depends upon the size of the external heatsink (i.e. its thermal resistance) ; figure 26 shows this dissipable power as a function of ambient temperature for different thermal resistance.

La puissance dissipable maximale dépend des dimensions du radiateur extérieur, c'est-à-dire en fait de sa résistance thermique. La figure 26 montre la valeur de cette puissance dissipable maximale en fonction de la température ambiante pour différentes résistances thermiques.

PRACTICAL CONSIDERATIONS

Printed circuit board

The layout in figure 19 should be adopted by the designers. If different layouts are used, the ground points of input 1 and input 2 must be well decoupled from the ground return of the output in which a high current flows.

Assembly suggestion

No electrical isolation need be used between the package and the heatsink with single supply voltage configuration.

External components

The recommended values of the external components are those shown on application circuit of figure 17. Different values can be used. The following table can help the designer.

CONSIDERATIONS PRATIQUES

Circuit imprimé

La disposition de la figure 19 devrait être adoptée par les concepteurs. Si une disposition différente est retenue les points de masses des entrées 1 et 2 doivent être bien découplés par rapport à la masse de la sortie qui est parcourue par un courant relativement élevé.

Montage

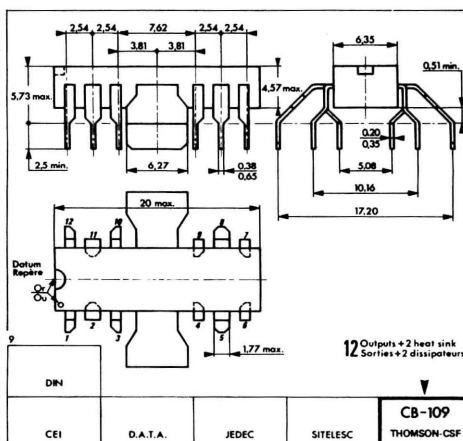
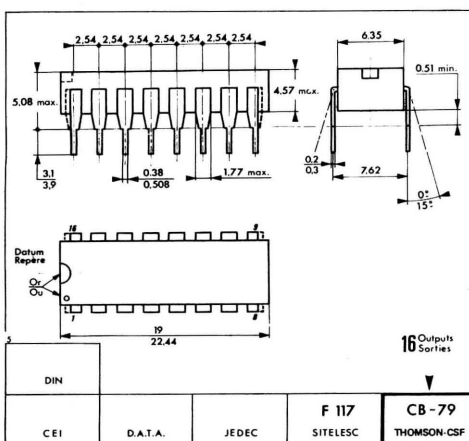
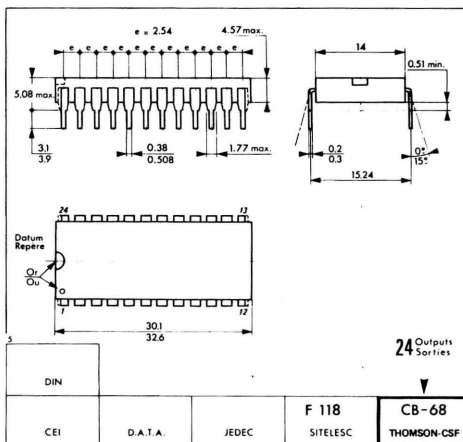
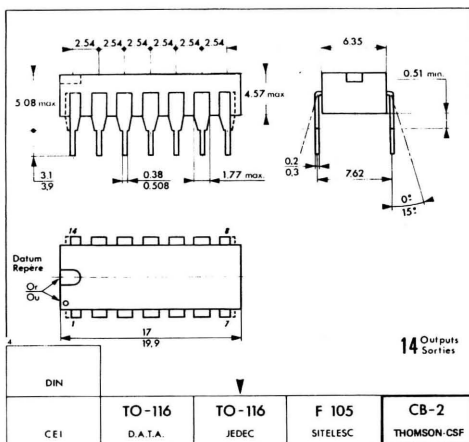
Aucun isolement électrique n'est nécessaire entre le boîtier et le radiateur lorsqu'une alimentation unique est utilisée.

Composants extérieurs

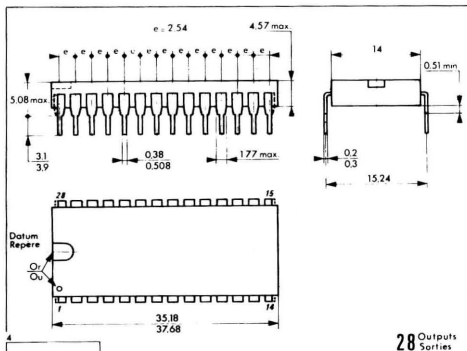
Les valeurs recommandées pour les composants extérieurs sont indiquées figure 17. D'autres valeurs peuvent être utilisées. Le tableau suivant est destiné à guider le concepteur.

Component Composant	Recommended value Valeur recommandée	Purpose But	Larger than recommended value Valeur supérieure à la valeur recommandée	Smaller than recommended value Valeur inférieure à la valeur recommandée
R1	22 k Ω	Closed loop gain setting <i>Détermination du gain en boucle fermée</i>	Increase of gain <i>Augmente le gain</i>	Decrease of gain <i>Diminue le gain</i>
R2	680 Ω	Closed loop gain setting <i>Détermination du gain en boucle fermée</i>	Decrease of gain <i>Diminue le gain</i>	Increase of gain <i>Augmente le gain</i>
R3	22 k Ω	Non inverting input biasing <i>Polarisation de l'entrée non inverseuse</i>	Increase of input impe- dance <i>Augmentation de l'impédan- ce d'entrée</i>	Decrease of input impe- dance <i>Diminution de l'impédance d'entrée</i>
R4	1 Ω	Frequency stability <i>Stabilité de fréquence</i>	Danger of oscillat. at high frequencies with inductive loads <i>Danger d'oscillation aux fré- quences élevées sur charges inductives</i>	
R5	$\cong 3 R2$	Upper frequency cutoff <i>Fréquence de coupure haute</i>	Poor high frequencies attenuation <i>Atténuation en haute fréquen- ce réduite</i>	Danger of oscillation <i>Risques d'oscillation</i>
C1	1 μF	Input DC decoupling <i>Découplage continu de l'en- trée</i>		Increase of low frequen- cies cutoff <i>Augmentation de la fréquen- ce basse de coupure</i>
C2	22 μF	Inverting DC decoupling <i>Découplage continu de l'en- trée inverseuse</i>		Increase of low frequen- cies cutoff <i>Augmentation de la fréquen- ce basse de coupure</i>
C3, C4	0,1 μF	Supply voltage bypass <i>Découplage de la tension d'alimentation</i>		Danger of oscillation <i>Risques d'oscillation</i>
C5, C6	100 μF	Supply voltage bypass <i>Découplage de la tension d'alimentation</i>		Danger of oscillation <i>Risques d'oscillation</i>
C7	0,22 μF	Frequency stability <i>Stabilité en fréquence</i>		Danger of oscillation <i>Risques d'oscillation</i>
C8	$\cong \frac{1}{2\pi B R1}$	Upper frequency cutoff <i>Fréquence de coupure haute</i>	Small bandwidth <i>Bande passante réduite</i>	Larger bandwidth <i>Bande passante élargie</i>
D1, D2	1N 4001 $t_{fr} = 1 \mu s / V_F = 1,1 V - I_F = 1 A$		To protect the device against output voltage spikes <i>Protection de l'amplificateur contre les crêtes de tension de sortie</i>	

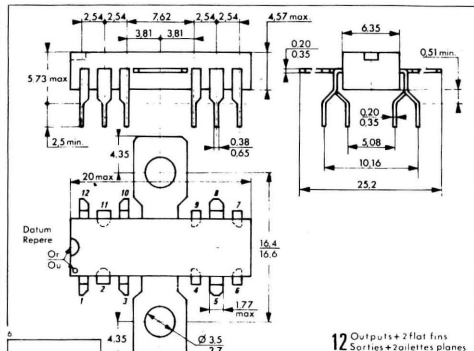
Boîtiers Packages



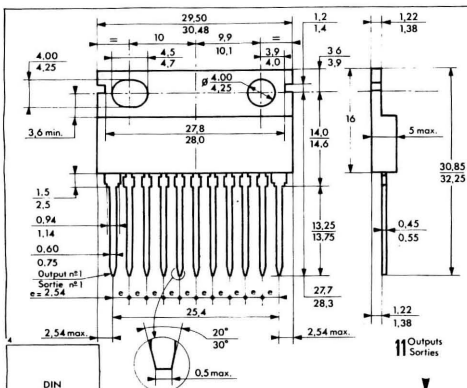
Boîtiers Packages



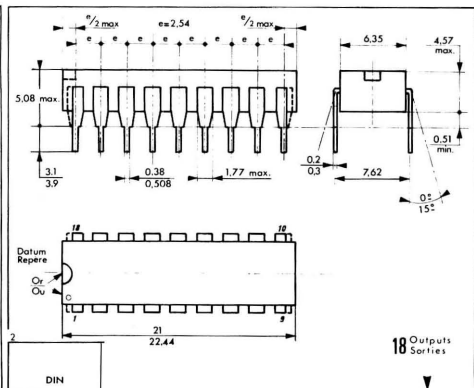
				28 Outputs Sorties
DIN				
CEI	D.A.T.A.	JEDEC	F 144 SITELESC	CB-132 THOMSON-CSF



DIN				
CEI	D.A.T.A.	JEDEC	SITELESC	CB-155 THOMSON-CSF

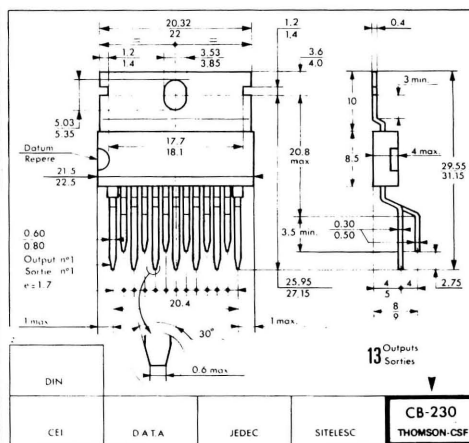
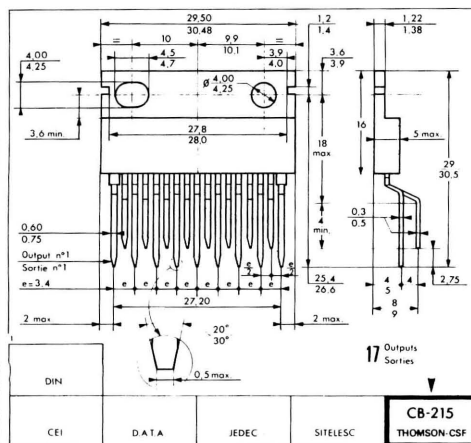
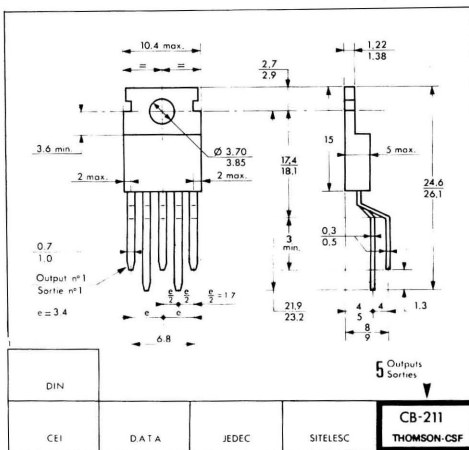
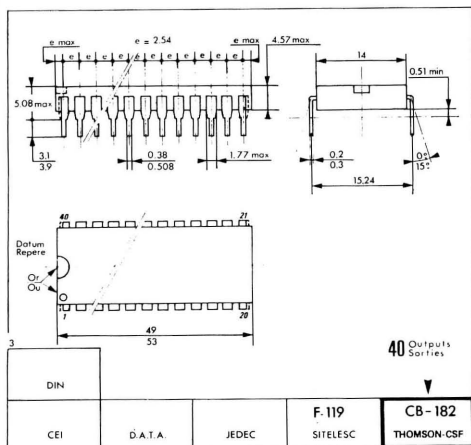


CEI	D.A.T.A	JEDEC	SITELESC	CB-173 THOMSON-CSF
-----	---------	-------	----------	-----------------------

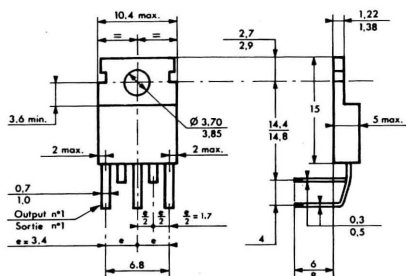


CEI	D.A.T.A.	JEDEC	SITELESC	CB-181 THOMSON-CSF
-----	----------	-------	----------	-----------------------

Boîtiers Packages



Boîtiers Packages



5 Outputs Sorties

DIN				5 Outputs 5 Sorties
CEI	D.A.T.A	JEDEC	SITELESC	CB-245 THOMSON-CSF

DIN				
CEI	DATA	JEDEC	SITEESC	THOMSON-CSF

**THOMSON-CSF
DIVISION
SEMICONDUCTEURS
DIRECTION
COMMERCIALE**

50, rue Jean-Pierre Timbaud
B.P. 5/92403 Coubevoie Cedex
Tél. : (1) 788.50.01
Telex : 610560 F

RESEAU DE VENTE

THOMSON CSF
38120 Saint Egrève
Tél. : (76) 75.81.12
Télex : 204 780

THOMSON-CSF
SRD
Chemin des Pennes au Pin
Plan de Campagne
13170 LES PENNES MIRABEAU
Tél. : (42) 02.91.08
Telex : 440 076 F

RESEAU DE DISTRIBUTION FRANCE (15 janvier 1981)

Région parisienne

CODICOM

52, quai des Carrières B 21
94220 CHARENTON
Tél. : 375.95.92

GALLEC

40, rue des Fontenelles
92000 NANTERRE
Tél. : 774.76.86
Telex : 660 864 F

29, rue Raymond Losserand
75014 PARIS
Tél. : 322.70.85
Telex : 204 363 F

GEDIS

53, rue de Paris
92100 BOULOGNE
Tél. : 604.81.70
Telex : 270 191 F

Nord

SIDE (CODICOM)

Avenue Robert Schuman
C2, Résidence de l'Europe
59370 MONS-EN-BARCEUL
Tél. : (20) 04.75.08

Ouest

DIRECT

151-153, rue de Constantine
76000 ROUEN
Tél. : (35) 98.17.98
Telex : 770 842 F

GEDIS

Neuillé le Rierre
37380 MONNAIE
Tél. : (47) 52.96.07

OUEST COMPOSANTS

57, rue Manoir de Servigné
Z.I. Route de Lorient B.P. 3209
35013 RENNES CEDEX
Tél. : (99) 54.01.53
Telex : WESCOMP 740311 F

RIME

Rue de la Dutée B.P. 38
44800 ST-HERBLAIN
Tél. : (40) 46.12.00
Télex : 710 084 F

SIDE (CODICOM)

Résidence Front de Seine
41, quai du Havre
76000 ROUEN
Tél. : (35) 98.22.99

Sud-Ouest

AQUITAINE COMPOSANTS

Parc Industriel Bersol BP 81
Avenue Gustave Eiffel
33605 PESSAC CEDEX
Tél. : (56) 36.40.40
Telex : 550 696 F

«Le Moulin Apparent»

Route de Paris
86000 POITIERS
Tél. : (49) 88.60.50

SPELCO

226-228, Cours de la Somme
33000 BORDEAUX
Tél. : (56) 91.90.98

Est

CODIREL (CODICOM)

Rue du Grand Véon
10000 TROYES
Tél. : (25) 82.17.43

PELLET ET SOLIGNAC

Rue de l'Escaut - Z.I. de Dijon
St-Apollinaire
21000 DIJON
Tél. : (80) 71.57.45
Telex : 350 833 F SOLEP SAPOL

SELFCO

31, rue du Fossé des Treize
67000 STRASBOURG
Tél. : (88) 22.08.88
Telex : 890 706 F

SOLORED

B.P. 1
57023 LONGEVILLE-LES-METZ
Tél. : (87) 30.39.39
Telex : 860 177 F

Centre et Centre-Ouest

AUVERLEC

Z.I. 2, rue de l'Industrie B.P. 2
63800 COURNON-DAUVERGNE
Tél. : (73) 84.76.62
Telex : GOTELEC 390926 F

Ets P. GOUTEYRON

17-21, rue Fulton - Z.I. Nord
87100 LIMOGES
Tél. : (55) 37.42.81

SEDRÉ

11, rue du 11-Novembre
42100 ST-ETIENNE
Tél. : (77) 32.80.57

Rhône-Alpes

**DOCKS ELECTRIQUES
LYONNAIS**

8, rue des Frères L. & E. Bertrand
69632 VENISSIEUX
Tél. : (78) 00.86.97
Telex : 340 189 F

PELLET ET SOLIGNAC

B.P. 136
38431 ECHIROLLES CEDEX
Tél. : (76) 22.05.09
Telex : 980 938 SOLEPGR

SEDRÉ

21, av. de la Plaine Fleurie
38240 MEYLAN
Tél. : (76) 90.71.18
Telex : 980 936

10-12, rue Jean Bourgey
69100 VILLEURBANNE
Tél. : (78) 68.30.96
Telex : 370 461

Midi-Pyrénées

SODIMEP

8, av. Léon Viala
31400 TOULOUSE
Tél. : (61) 52.01.21
Telex : 530 171

SPELCO

89, rue Riquet
31071 TOULOUSE
Tél. : (61) 62.34.72
Telex : 530 171 TOP F

Côte d'Azur

DIMEL

Le Marino - Av. Claude Farrère
83000 TOULON
Tél. : (94) 41.49.63
Telex : 430 093



THOMSON-CSF

DIVISION SEMICONDUCTEURS

**THOMSON-CSF
DIVISION SEMICONDUCTEURS
EXPORT DIVISION**

50, rue Jean-Pierre Timbaud
B.P. 5/92403 Courbevoie Cedex
Tel.: (1) 788.50.01
Telex : 610560 F

SALES NETWORK

BELGIUM and the NETHERLANDS

THOMSON S.A. N.V.
363 avenue Louise BP 10
B-1050 BRUXELLES
Tel.: (2) 648.64.85 Telex : 23113

THOMSON S.A. N.V.
Vaartweg 27 B
5109 - RA s GRAVENMOER
The NETHERLANDS
Tel.: (016) 23.17.600 Telex : 54819

BRASIL

THOMSON-CSF
COMPONENTES DO BRASIL
Avenida Roque Petronio JR
S-N Brooklym
Caixa Postal 21359
SAO PAULO
Tel.: (5511) 543.79.38 Telex : 1124226

GERMANY (West)

THOMSON-CSF GmbH
Fallstrasse 42 Postfach 701909
D-8000 MUNICHEN
Tel.: (089) 76.751 Telex : 0522916

ITALIA

THOMSON-CSF COMPONENTI
Via M. Gioia 72
I-20125 MILANO
Tel.: (2) 6884.141 Telex : 330301

THOMSON-CSF COMPONENTI
Lungotevere Dei Mellini 45
00193 ROMA
Tel.: (06) 3192.42.34 Telex : 614065

JAPAN

THOMSON-CSF JAPAN K.K.
Components Dept.
TBR Bldg 701
Kojimachi 5-7
Chiyoda-Ku
TOKYO 102
Tel.: (03) 264.6341 Telex : J 2324241

SINGAPORE

THOMSON-CSF SEA
Block 3 Unit 1003-1008
PSA Multi-Storey Complex
Telok Blangah - Pasir Panjang
SINGAPORE 5
Tel.: 271.87.01/272.94.12
Telex : RS 23987

SPAIN

THOMSON-CSF
COMPONENTES Y TUBOS
Calle Almagro N° 3
E-MADRID-4
Tel.: (1) 419.66.91/419.65.51 Telex : 46033

THOMSON-CSF
COMPONENTES Y TUBOS
Poligono Industrial Font Santa Calle Hsn
San Juan Despi
E-BARCELONA
Tel.: (3) 373.30.11 Telex : 53077

SWEDEN

THOMSON-CSF KOMPONENTER
& ELECTRONRÖR AB
Sandhamnsgatan 67 Box 27080
S-10251 STOCKHOLM
Tel.: (08) 22.58.15 Telex : 12078

UNITED KINGDOM

THOMSON-CSF
COMPONENTS ANS MATERIAL Ltd.
Ringway House Bellroad
DANNESHILL
BASINTGSTOKE-HANTS RG 24-00G
Tel.: (0256) 29-155 Telex : 858865

U.S.A.

THOMSON-CSF
COMPONENTS CORPORATION
6660 Varel Avenue
CANOGA PARK CALIFORNIA 91303
Tel.: (213) 887-10-10 Telex : 698481
Twx 9104941954

DISTRIBUTORS (1st March 1981)

DENMARK

SCAN SUPPLY
20 Nannasgade
DK-2200 COPENHAGEN
Tel.: (01) 83.50.90 Telex : 19037

FINLAND

OY TOP COMPONENTS AB
Ruusulankatu 20 A 12
SF-00250 HELSKINI 25
Tel.: (0) 490.931/490.137
Telex : 123333

NORWAY

TAHONIC A/S
Postboks 140 Kaldbakken
KAKKELOVNSKROKEN 2
N-OSLO 9
Tel.: (02) 16.16.10 Telex : 17397

SWEDEN

TH'S ELEKTRONIK AB
Gribbbyvägen 1 Box 3027
S-16302 SPANGA
Tel.: (08) 760.01.90 Telex : 11145
RIFA
Box 2
S-16300 SPANGA
Tel.: (08) 752.25.00 Telex : 13

SWITZERLAND

MODULATOR S.A.
Konizstrasse 194
CH-3097 BEHN-LIEBEFELD
Tel.: (031) 59.22.22 Telex : 32431

UNITED KINGDOM

Agent Distributor:
TRANSWORLD SCIENTIFIC Ltd.
Short Street
HIGH WYCOMBE
BUCKS HP11 2QH
Tel.: (494) 36.381 Telex : 837236



THOMSON-CSF
DIVISION SEMICONDUCTEURS

**THOMSON-CSF
DIVISION SEMICONDUCTEURS
EXPORT DIVISION**

50, rue Jean-Pierre Timbaud
B.P. 5/92403 Courbevoie Cedex
Tel.: (1) 788.50.01
Telex : 610560 F

LOCAL CORRESPONDENTS (March 1st 1981)

▲ **AUSTRALIA**

CONSULAUST INTERNATIONAL Pty Ltd.
Postal Box 357 Camberwell
397 Camberwell road
CAMBERWELL 3124
Tél.: 3.82.72.61 Telex. 37455

▲ **CANADA**

CANADIAN GENERAL ELECTRIC Co.
189 Dufferin Street
TORONTO-ONTARIO MG K1 Y9
Tél.: (416) 537.44.81

▲ **GREECE**

MESSARITIS and Co.
32 Marni str PO Box 517
GR-ATHENS
Tél.: 52.38.872 Telex : 218 288
52.34.375

MAKONIK
90 Achilleus str.
KALLITEA
GR-ATHENS
Tél.: 94.19.329 Telex : 219 150

▲ **HONG KONG**

KELSON INDUSTRIAL CO. LTD.
8/F FOOK CHEONG Bldg. Bk. A
63 HOI YUEN ROAD, KWUN TONG
KOWLOON
Tél.: (852) 3.894.366 Telex : 56435

▲ **INDIA**

MELTRON
(MAHARASHTRA ELECTRONICS Corp. Ltd.)
Plot 214 - Backway
Raheja/center 13th floor
Nariman Point
BOMBAY 400.021
Tél.: 240.538 Telex : 0114506

▲ **INDONESIA**

PT GENERAL EKA ENGINEERS Corp. Ltd.
JL. Tanah Abang IV N° 15
JAKARTA
Tél.: 40325/44479 Telex : 46761

▲ **IRAN**

FARATEL
P.O. Box 11/1682
Kandovan Alley Opp. Villa
Shahres Avenue
TEHERAN
Tél.: 667.030/665.036 Telex : 213071

▲ **JAPAN**

INTERNIX INCORPORATED
Shin Juku-Hamada Bldg 7-4-7
NISHISHIN JUKU
SHINJUKU-KU
TOKIO 160
Tél.: (03) 369.11.01 Telex : J26733

▲ **KOREA (South)**

GWANG-LIM TRADING CORPORATION
402. 4th Fl, DAEGYO Bldg.
133-1, MAPO DONG, MAPO KU
CPo Box 8057
SEOUL
Tél.: (82) 2.713.45.94 Telex : K25868

▲ **MEXICO**

PROVEDORA ELECTRONICA S.A.
Apartado Postal M 7607
Balderas 32108
MEXICO 1 DF
Tél.: 585.53.53 Telex : 01772402

▲ **MOROCCO**

Sté de Fabr. Radioélectrique Marocaine
40 bd de la Résistance BP 2118
Palais Mirabeau
CASABLANCA
Tél.: 27.91.00/27.91.23 Telex : 21924

▲ **THE PHILIPPINES**

EDGE WORTH MARKETING
CORP.
P.O. Box 2429
MANILLA
Telex : 075400/40391

▲ **PORTUGAL**

Sd COM RUALDO
Rua S. Jose 15
P-LISBOA 2
Tél.: 363.725 Telex : 16447

▲ **SINGAPORE**

GENERAL ENGINEERS CORP. PTY Ltd.
Block 3 Unit 1003-1008
P.S.A. Multi-Storey Complex
Telok Blangah/Pasir Panjang
SINGAPORE 5
Tél.: 272.94.12/271.87.01
Telex : Generco RS 23987

▲ **SOUTH AFRICA**

Pace Electronic components Pty Ltd.
P.O. Box 701
ISANPO 1600
TRANSVAAL

▲ **TAIWAN**

HUGE CO. Ltd.
5th Floor Room A
2-6 Lane 929 Min Shang East Road
TAIPEI
REPUBLIC OF CHINA
Tél.: 761.2070/767.9934 Telex : 25619

▲ **TURKEY**

J. BARKEY
P.O. Box 58 OSMANBEY
ISTAMBUL
Tél.: 489.147 Telex : 23401

▲ **CORRESPONDENTS THROUGH:**

**THOMSON-CSF
Composants Export**
101, boulevard Murat
F - 75781 PARIS CEDEX 16
FRANCE
Tél.: 33 (1) 743.96.40 Telex : 204780 F



THOMSON-CSF

DIVISION SEMICONDUCTEURS

50, RUE JEAN-PIERRE TIMBAUD

BP 5/F-92403 COURBEVOIE CEDEX/FRANCE

TEL. : 33 (1) 788.50.01/TELEX : 610 560 F