

2.4 | Gestabiliseerde DC-voeding

2.4.1 | Principe

• Principeschema • • • • •

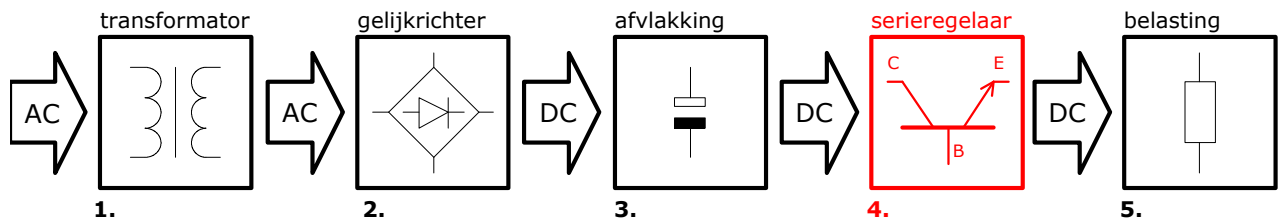


Fig. 2.24

▲ Blokschema van een gestabiliseerde DC-voeding.

• Gelijkrichting-afvlakking-regeling • • • • •

Figuur 2.24 toont het blokschema van een *spanningsgestabiliseerde DC-voeding*. We herkennen in blok 1 tot 3 de opbouw van de reeds besproken gelijkrichter met afvlakking. Tussen de afvlakking en de belasting plaatsen we een extra blok *regelelektronica* (4) die voor de eigenlijke *spanningsregeling* zal zorgen. Dikwijls zal een bipolaire junctietransistor in staan voor de nodige regelacties om de spanning over de belasting zo *constant* mogelijk te houden.

2.4.2 | Doel van spanningsstabilisatie

• Ideale voedingsspanning • • • • •



*Alle elektronische schakelingen - gaande van computers tot audioversterkers - moeten gevoed worden met een zo **stabiel** mogelijke gelijkspanning. De meest ideale DC-voeding wordt geleverd door een batterij (accu).*

• Voeding vanuit het 230V_{AC}-net • • • • •

De elektriciteitsmaatschappij levert via het AC-lichtnet een sinusvormige wisselspanning met een frequentie van 50 Hz. Via een transformator wordt deze relatief hoge netspanning van 230V~ omlaaggetransformeerd. Deze verlaagde spanning wordt dan gelijkgericht d.m.v. een diodebrug en vervolgens afgevlakt m.b.v. een afvlakcondensator. We hebben nu AC-energie omgezet naar DC-energie. Als we nu deze verkregen gelijkspanning op de oscilloscoop bekijken, dan bemerken we dat deze verre van vlak is: er zit een *rimpel* op. Bij een audioversterker die op deze manier gevoed zou worden (zonder bijkomende filtering) resulteert dit in een storend bromgeluid in de luidsprekers. Deze lage bromtoon bezit de dubbele netfrequentie nl. 100 Hz.

- Stabilisatie van de voedingsspanning • • • • •



Het **doel** van de spanningsstabilisatie bestaat er in deze **rimpel** op de voedingsspanning te **verkleinen** of zelfs **teniet te doen**. We wensen immers een volstrekt **vlakke DC-spanning**, zoals de klemspanning van een batterij.



Fig. 2.25

▲ Doel van spanningsstabilisatie.

2.4.3 | Serieregelaar met NPN-transistor

- Principeschema • • • • •

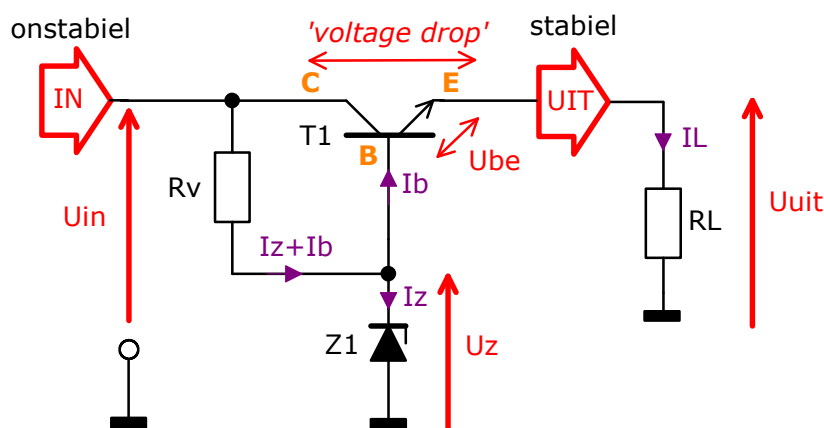


Fig. 2.26

◀ Principeschema van een spanningsregelaar die gebruik maakt van een zenerdiode en een NPN-transistor als serieregelaar.

We gaan nu proberen de rimpel van de niet gestabiliseerde DC-voeding (U_{IN}) te verkleinen m.b.v. een **zenerdiode** (**Z1**) en een **NPN-transistor** (**T1**) van het 'power' type. De zenerdiode zal voor de **referentiespanning** (U_Z) zorgen. De transistor zal de stroom sturen naar de belasting (R_L).

- Transistor als serie-regelorgaan • • • • •

Als we nu 'overschot' aan ingangsspanning hebben en we schakelen op gepaste wijze deze spanning door naar de verbruiker via een regelorgaan dat in **serie** staat, dan kunnen we de spanning over die verbruiker gelijk houden (regelen). De vermogentransistor kan deze stabiliserende rol vervullen omdat hij zich gedraagt als een soort **waterkraan**. We noemen dit soort stabilisatiekringen '**serie-regelaars**'. Zij krijgen die naam door het feit dat de regelaar - hier een vermogentransistor - in **serie** geschakeld is met de verbruiker R_L . De regeltransistor staat dus *in* het stroompad van de belasting.

• Zener referentiespanning • • • • •

Maar hoe weet deze transistor of hij meer of minder stroom moet doorlaten naar de belasting? Wel, daar zorgt de **referentiespanning** (U_Z) over de **zener** ($Z1$) voor. De transistor 'kijkt' naar de spanning (U_{UIT}) over de verbruiker (R_L). Is deze spanning *lager* dan de referentiespanning, dan zal hij beslissen om de 'kraan' open te zetten. Er zal nu *meer* stroom (I_L) doorheen de belasting vloeien en bijgevolg zal de spanning (U_{UIT}) over de belasting weer *stijgen* (wet van Ohm). Komt de spanning over de verbruiker terug in de buurt van de referentiespanning, dan beslist de transistor de kraan terug te *sluiten*. De stroom doorheen de belasting zal *afnemen* en de spanning erover zal weerom *dalen*. Dit is kort en eenvoudig uitgelegd hoe het **stabilisatiemechanisme** in elkaar zit.

• Stabiele zenerspanning • • • • •

Wanneer we het gebied A - B van de **zenerkarakteristiek** van figuur 2.27 wat grondiger bekijken dan valt ons op dat de zenerspanning (V_Z) *niet* beduidend toeneemt bij een 'forse' toename van de zenerstroom (I_Z). De spanning over een zenerdiode die goed staat ingesteld, is - met wat goede wil - *constant* te noemen. De juiste instelling gebeurt d.m.v. de **voorschakelweerstand** (R_V). We kunnen nu de waarde van de voorschakelweerstand bepalen dankzij de hulp van enkele vuistregeltjes. Deze vuistregeltjes laten ons toe om halfgeleidercomponenten 'in-te-stellen'. We bedoelen hiermee dat we door deze componenten een 'ideale' **ruststroom** (**bias current**) laten vloeien en eveneens dat we over deze componenten een 'ideale' **rustspanning** (**bias voltage**) plaatsen. Het punt op de grafiek waar deze zg. bias-stroom vloeit en deze zg. bias-spanning staat, wordt het '**DC-instelpunt**' genoemd.

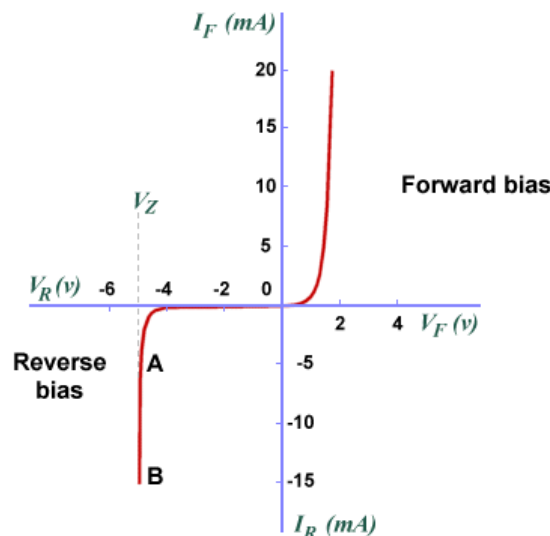


Fig. 2.27

◀ De spanning/stroom-karakteristiek van een zenerdiode. We kunnen een zener invers (inverse bias) of in doorlaat (forward bias) polariseren. Om gebruik te kunnen maken van de stabiele referentiespanning moeten we de zener in sper (invers) polariseren.

• Constante basis-spanning • • • • •

Laten we de ietwat 'wollige' uitleg van daarnet eens over doen, maar nu met een wat meer technische inslag... De spanning (U_{UIT}) over de verbruiker (R_L) kan *maximaal* de zenerspanning (U_Z) *verminderd* met de basis/emitter- spanning (U_{BE}) van de NPN-transistor ($T1$) zijn. De **basisklem** (B) van de transistor wordt vastgehouden op het vrij *constante* niveau van de **referentiespanning** (U_Z) afkomstig van de zenerdiode. De **basisspanning** blijft dus *constant* gedurende heel ons verhaal.

- Stabilisatie bij dalende uitgangsspanning • • • • •

Daalt nu de spanning over R_L , dan zal ook de *emittorspanning* dalen. Doordat de basis vast ligt zal de verschilspanning (U_{BE}) *stijgen*. Een NPN-transistor gaat immers *meer* geleiden als de basis-emittorspanning toeneemt ($U_{BE} > 0,7V$). Hierdoor zal de stroom ($I_C = I_L$) door R_L zal *stijgen* en bijgevolg zal de uitgangsspanning (U_{uit}) mee *stijgen* (wet van Ohm).

- Stabilisatie bij stijgende uitgangsspanning • • • • •

Wat gebeurt er nu wanneer de spanning (U_{uit}) over R_L de *maximum* waarde bereikt? Weerom ligt de basisklem op een *vast* potentiaal. De *emittorspanning* is nu *maximaal*. De basis-emittorjunctie wordt nu toegeknepen want de verschilspanning U_{BE} zakt onder de 0,7 V. De *BE-junctie* zal *sperren* en de NPN-transistor zal *minder* geleiden. De stroom ($I_C = I_L$) doorheen R_L zal *dalen* en de spanning erover (U_{uit}) bijgevolg ook. Uit dit verhaal kan je besluiten dat de uitgangsspanning vrij *stabiel* moet zijn.

- Waarde van de uitgangsspanning • • • • •

De waarde van de spanning over de verbruiker is gelijk aan de zener-spanning (=referentie) verminderd met de *doorlaatspanning* over de BE-junctie:

$$U_{uit} = U_z - 0,7V$$

- Praktische serieregelaar • • • • •

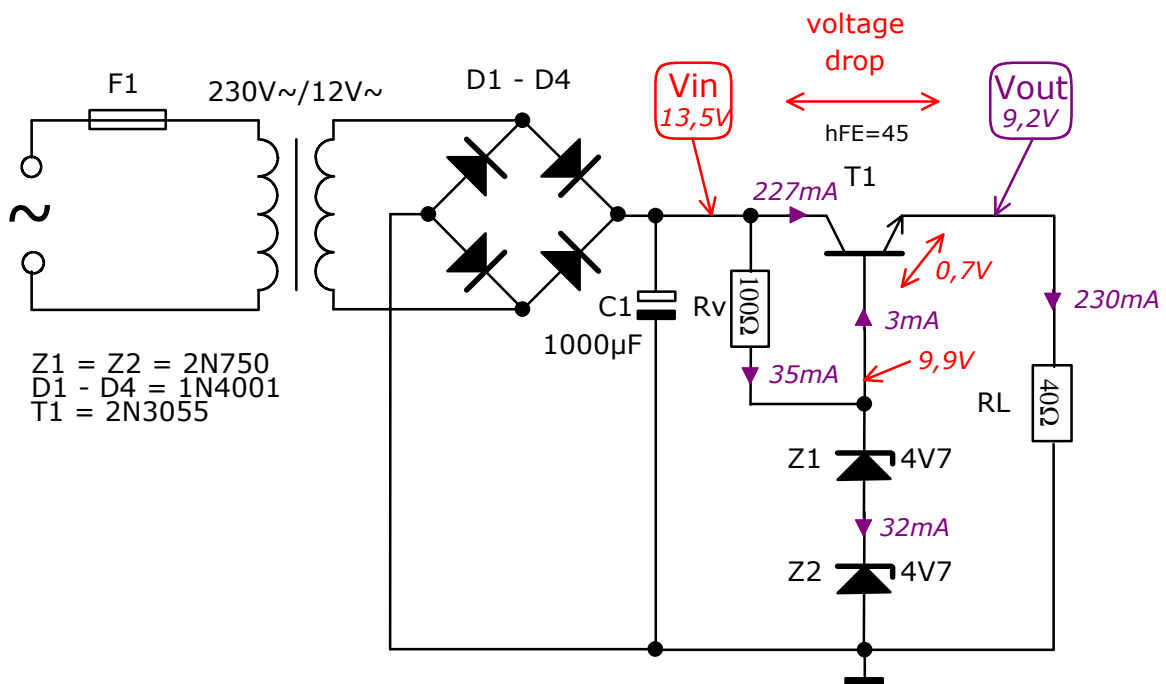


Fig. 2.28

▲ Praktische serieregelaar die opgebouwd is met discrete componenten.

• Voltage drop en vermogendissipatie • • • • •

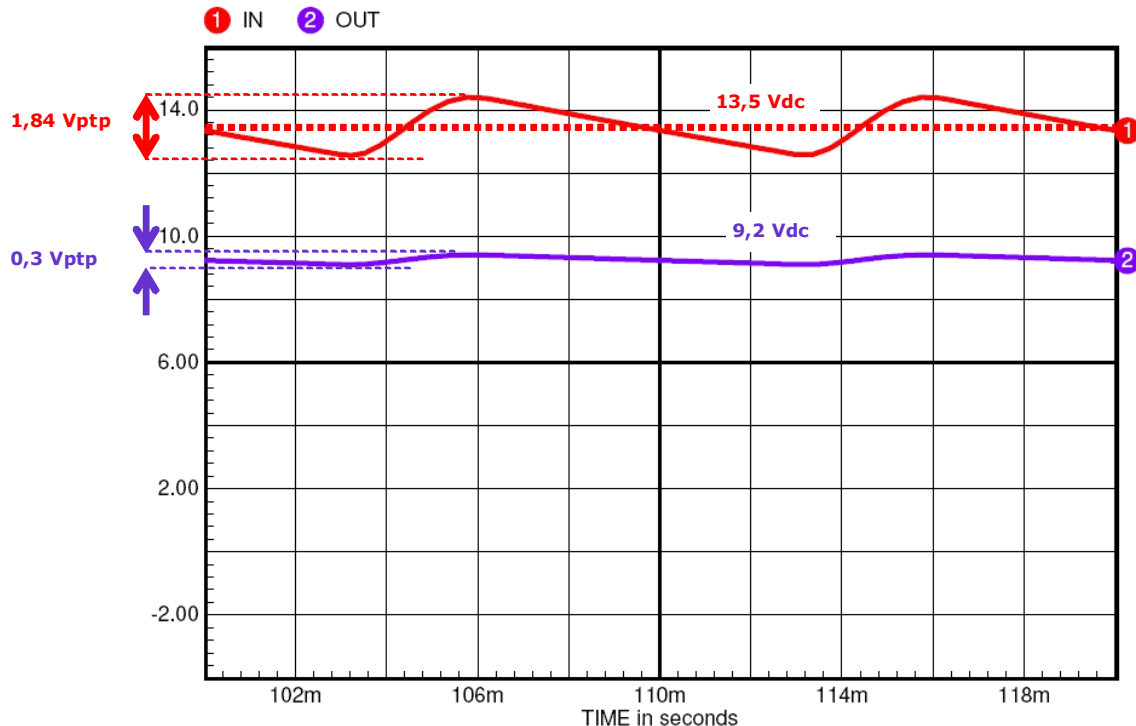


Fig. 2.29

▲ Oscilloscoopmeting van de in- en uitgangsspanning van een praktische serieregelaar.

Laten we de *spanningsregelaar* van figuur 2.28 eens wat nader bestuderen. Figuur 2.29 toont de golfvormen van de in- en uitgangsspanning. De niet-gestabiliseerde ingangsspanning schommelt rond een gemiddelde waarde (U_{DC}) van 13,5 V_{DC}. De rimpel op deze ingangsspanning bedraagt 1,84 V_{ptp}. Onmiddellijk valt op dat de uitgangsspanning *vlakker* is. De ptp-waarde van de rimpel is slechts 0,3 V_{ptp}. De DC-component van de uitgangsspanning is wel *gedaald* tot 9,2 V_{DC}. Deze laatste opmerking is dan ook het grootste *nadeel* van dit type regelaars. Over de regeltransistor staat er een *niet* te verwaarlozen *spanningsval* ('voltage drop'). Deze *verliesspanning* gaat samen met *vermogenverlies* omdat er door de serietransistor ook de stroom vloeit die de belasting moet voeden:

$$P_{verlies} = I_C \times U_{CE} = I_L \times V_{drop}$$

In de regelaar van figuur 2.28 is de gemiddelde stroom door de belasting 230 mA. Over de regeltransistor staat een gemiddelde verschilspanning van 4,3 V_{DC}. (13,5 V_{DC} - 9,2 V_{DC}). Dit betekent dat ca. 1 W (230 mA X 4,3 V) in de regeltransistor verloren gaat in de vorm van *warmte*. Dat is dan ook de reden dat de transistor meestal op een *koelprofiel* wordt bevestigd om de ontwikkelde warmte te kunnen afvoeren. Concreet wil dit zeggen dat er nu minder vermogen overschiet voor de belasting. We betalen dus een relatief grote prijs voor onze geregelde uitgangsspanning. Het *rendement* van serieregelaars is dus *laag* wanneer je een grote voltage drop toelaat. Het is dus aan te raden deze verliesspanning zo *klein* mogelijk te houden.

• Rimpel op de uitgangsspanning • • • • •

Het resultaat van de stabilisatie kunnen we het best *procentueel* uitdrukken. Voor de *niet-gestabiliseerde* ingangsspanning bedraagt de procentuele rimpel:

$$\Delta U_{in\%} = \frac{1,84V_{ptp} \times 100\%}{13,5V_{DC}} = 13,6\%$$

Voor de *gestabiliseerde uitgangsspanning* bedraagt de procentuele rimpel:

$$\Delta U_{uit\%} = \frac{0,3V_{ptp} \times 100\%}{9,2V_{DC}} = 3,3\%$$

2.4.4 | Oefening

1. Ontwerp een *gestabiliseerde DC-voeding* die gebruik maakt van een NPN-transistor BD139 als serieregelaar. De uitgangsspanning moet ca. 5 volt zijn en de maximale belastingsstroom is 200 mA. Kies een geschikte zenerdiode om de regelaar te voorzien van de juiste referentiespanning. De secundaire spanning van de transformator levert 8 V en de spanningsval over de diodebrug bedraagt ca. 2 V. De datasheet van NPN-transistor BD139 vermeldt een minimale stroomversterkingsfactor van 40. De ingangsspanning mag een maximale rimpel vertonen van 1 V_{ptp}. Gebruik een zenerdiode uit de tabel van figuur 2.30.
 - a. Teken het prinsipeschema + duidt hierop de voornaamste grootheden aan;
 - b. Bepaal de waarde van de afvlakcondensator;
 - c. Kies een juiste zenerdiode;
 - d. Bepaal de voorschakelweerstand;
 - e. Bereken de vermogendissipatie van de transistor.

Type Number	Nominal Zener Voltage Vz @ IzT ⁽³⁾ (Volts)	Test Current IzT (mA)	Maximum Zener Impedance Zzt @ IzT ⁽¹⁾ (Ω)	Maximum Regulator Current IzM ⁽²⁾ (mA)
1N746A	3.3	20	28	110
1N747A	3.6	20	24	100
1N748A	3.9	20	23	95
1N749A	4.3	20	22	85
1N750A	4.7	20	19	75
1N751A	5.1	20	17	70
1N752A	5.6	20	11	65
1N753A	6.2	20	7	60
1N754A	6.8	20	5	55
1N755A	7.5	20	6	50
1N756A	8.2	20	8	45
1N757A	9.1	20	10	40
1N758A	10	20	17	35
1N759A	12	20	30	30

Fig. 2.30

▲ Detail van een datasheet van veel toegepaste zenerdioden.

Gegevens

[illegible]

Schema

This image shows a full page of blank graph paper. The grid consists of small, uniform squares formed by thin, light gray lines. There are no margins, text, or other markings on the page.

Golfvorm van de ingangsspanning

[illegible]

2.4.5 | Spanningsregelaar in IC-vorm

- Driepoot-regelaar ● ● ● ● ●

Een *geïntegreerde spanningsregelaar* bezit een *ingangsklem*, een *uitgangsklem* en een *referentieklem*. In plaats van met discrete componenten een regelaar in elkaar te knutselen, kan je beter gebruik maken van een zg. '*driepoot-regelaar*'. In het Engels heet deze erg praktische elektronische component een '*voltage regulator*'. De kant-en-klare regelaar met alle mogelijke toeters en bellen zit in één chip en bestaat uit een geïntegreerde schakeling van tientallen *transistoren*, *weerstanden* en *zenerdioden*.

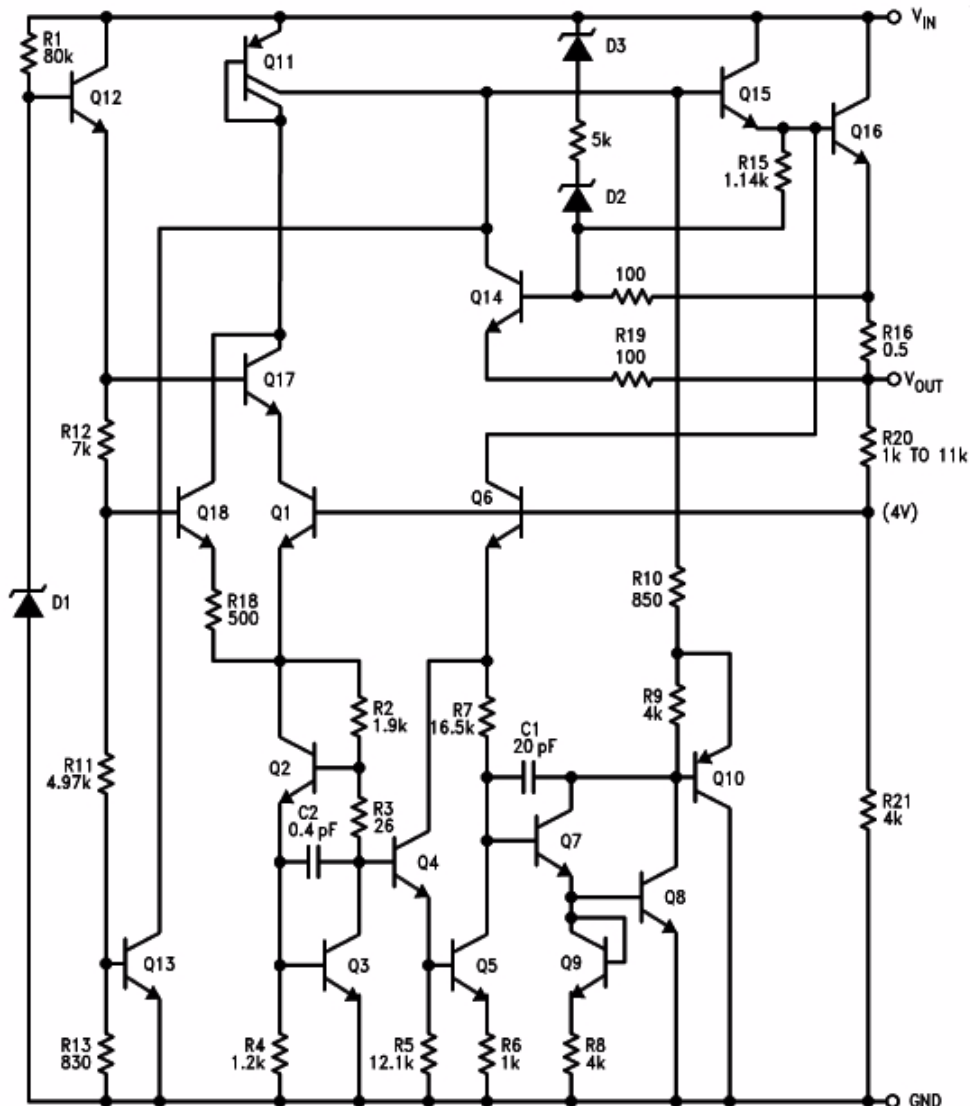


Fig. 2.31

▲ *Schema van de geïntegreerde schakeling van een regelaar met vaste uitgangsspanning van National Semiconductor. Deze schakeling is zodanig geminiaturiseerd dat ze past op een oppervlakte van minder dan 1 cm².*

- Regelaars met vaste uitgangsspanning • • • • •

Enkele fabricanten leveren deze IC's met **vaste** uitgangsspanningen waarvan de waarde meestal valt af te leiden uit de benaming van het IC:

78XX-familie positieve regelaars	uitgangs- spanning	79XX-familie negatieve regelaars	uitgangs- spanning
7805	5 V	7905	- 5 V
7806	6 V	7906	- 6 V
7808	8 V	7908	- 8 V
7809	9 V	7909	- 9 V
7810	10 V	7910	- 10 V
7812	12 V	7912	- 12 V
7815	15 V	7915	- 15 V
7818	18 V	7918	- 18 V
7824	24 V	7924	- 24 V

Fig. 2.32

◀ Tabel met een overzicht van veel gebruikte spanningsregelaars met vaste uitgangsspanning.

Het aansluiten van zulke regulator-IC's is zeer eenvoudig. De 'pin layout' voor **positieve** regelaars is als volgt:

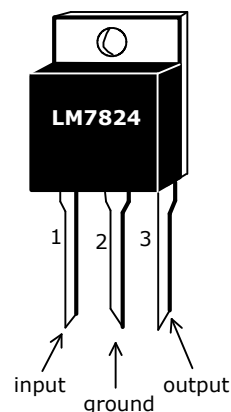
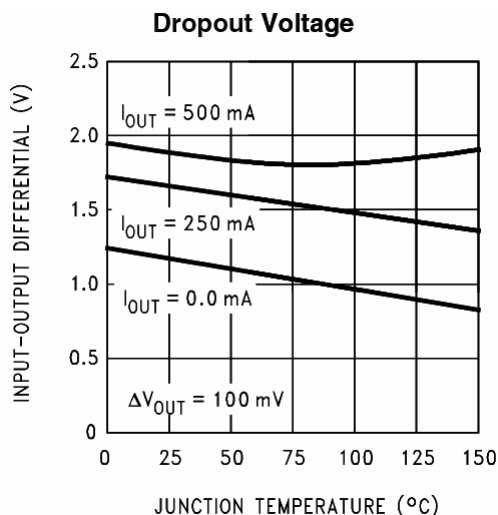


Fig. 2.33

◀ Pin layout van een positieve spanningsregelaar met vaste uitgangsspanning van de 78XX-serie met een behuizing van het type TO-220.
 ▶ Detail van een datasheet van National Semiconductor: de grootte van de dropout spanning is zowel afhankelijk van de werkingstemperatuur als van de belastingsstroom.

- Eigenschappen van de 78-reeks • • • • •

De 78-reeks kan belastingsstromen leveren tot **1A**. In het IC zitten beveiligingsschakelingen tegen **overbelasting** en **oververhitting**. Uiteraard moet de onstabiele ingangsspanning steeds **groter** zijn dan de stabiele uitgangsspanning. Het spanningsverschil tussen in- en uitgang wordt in de datasheets vermeld met de term '**voltage dropout**' en moet minstens **2V** bedragen. De **maximale ingangsspanning** ligt om en bij de **+30V**. In principe zijn geen bijkomende componenten nodig, maar soms plaatst men een extra condensator parallel over de ingang wanneer de afstand tot de afvalcondensator groot is. Een extra condensator over de uitgang zorgt dan weer voor een betere AC-responsie.

2.4.6 | Datasheet LM78XX-serie



LM78XX/LM78XXA

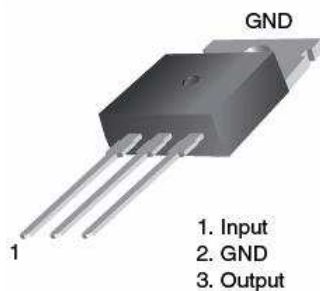
3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

Features

- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

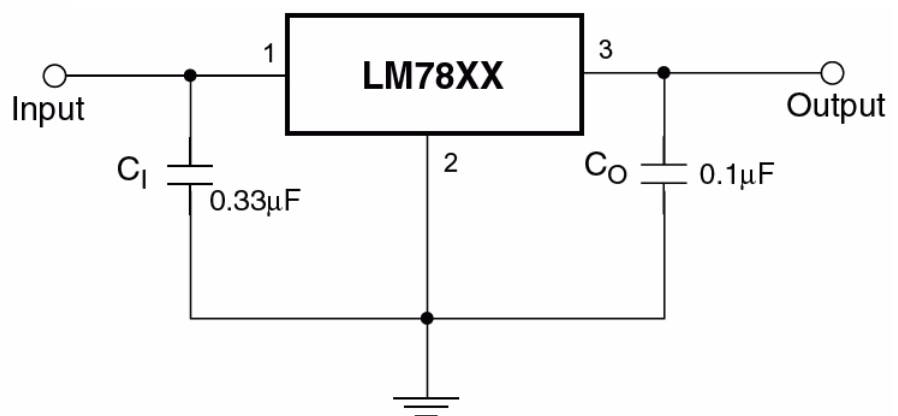
Pin Assignment

TO-220 (Single Gauge)



General Description

The LM78XX series of three terminal positive regulators are available in the TO-220 package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



Notes:

1. To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX." A common ground is required between the input and the output voltage. The input voltage must remain typically 2.0V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.
2. C_1 is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.
3. C_0 improves stability and transient response.

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_I	Input Voltage	$V_O = 5V \text{ to } 18V$	35	V
		$V_O = 24V$	40	V
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance Junction-Cases (TO-220)		5	°C/W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance Junction-Air (TO-220)		65	°C/W
T_{OPR}	Operating Temperature Range	LM78xx	-40 to +125	°C
		LM78xxA	0 to +125	
T_{STG}	Storage Temperature Range		-65 to +150	°C

Electrical Characteristics (LM7805)Refer to the test circuits. $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{mA}$, $V_I = 10\text{V}$, $C_I = 0.1\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	4.8	5.0	5.2	V
		$5\text{mA} \leq I_O \leq 1\text{A}$, $P_O \leq 15\text{W}$, $V_I = 7\text{V to } 20\text{V}$	4.75	5.0	5.25	
Regline	Line Regulation ⁽¹⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$ $V_O = 7\text{V to } 25\text{V}$	–	4.0	100	mV
		$V_I = 8\text{V to } 12\text{V}$	–	1.6	50.0	
Regload	Load Regulation ⁽¹⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$ $I_O = 5\text{mA to } 1.5\text{A}$	–	9.0	100	mV
		$I_O = 250\text{mA to } 750\text{mA}$	–	4.0	50.0	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	–	5.0	8.0	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{mA to } 1\text{A}$	–	0.03	0.5	mA
		$V_I = 7\text{V to } 25\text{V}$	–	0.3	1.3	
$\Delta V_O/\Delta T$	Output Voltage Drift ⁽²⁾	$I_O = 5\text{mA}$	–	–0.8	–	mV/ $^{\circ}\text{C}$
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{Hz to } 100\text{kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	–	42.0	–	$\mu\text{V}/V_O$
RR	Ripple Rejection ⁽²⁾	$f = 120\text{Hz}$, $V_O = 8\text{V to } 18\text{V}$	62.0	73.0	–	dB
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$	–	2.0	–	V
r_O	Output Resistance ⁽²⁾	$f = 1\text{kHz}$	–	15.0	–	m Ω
I_{SC}	Short Circuit Current	$V_I = 35\text{V}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	–	230	–	mA
I_{PK}	Peak Current ⁽²⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	–	2.2	–	A

Electrical Characteristics (LM7824) (Continued)Refer to the test circuits. $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{mA}$, $V_I = 33\text{V}$, $C_I = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$, unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output Voltage	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	23.0	24.0	25.0	V
		$5\text{mA} \leq I_O \leq 1\text{A}$, $P_O \leq 15\text{W}$, $V_I = 27\text{V to } 38\text{V}$	22.8	24.0	25.25	
Regline	Line Regulation ⁽¹⁷⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$ $V_I = 27\text{V to } 38\text{V}$	–	17.0	480	mV
		$V_I = 30\text{V to } 36\text{V}$	–	6.0	240	
Regload	Load Regulation ⁽¹⁷⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$ $I_O = 5\text{mA to } 1.5\text{A}$	–	15.0	480	mV
		$I_O = 250\text{mA to } 750\text{mA}$	–	5.0	240	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	–	5.2	8.0	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{mA to } 1\text{A}$	–	0.1	0.5	mA
		$V_I = 27\text{V to } 38\text{V}$	–	0.5	1.0	
$\Delta V_O/\Delta T$	Output Voltage Drift ⁽¹⁸⁾	$I_O = 5\text{mA}$	–	–1.5	–	mV/ $^{\circ}\text{C}$
V_N	Output Noise Voltage	$f = 10\text{Hz to } 100\text{kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	–	60.0	–	$\mu\text{V}/V_O$
RR	Ripple Rejection ⁽¹⁸⁾	$f = 120\text{Hz}$, $V_I = 28\text{V to } 38\text{V}$	50.0	67.0	–	dB
V_{DROP}	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$	–	2.0	–	V
r_O	Output Resistance ⁽¹⁸⁾	$f = 1\text{kHz}$	–	28.0	–	m Ω
I_{SC}	Short Circuit Current	$V_I = 35\text{V}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	–	230	–	mA
I_{PK}	Peak Current ⁽¹⁸⁾	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	–	2.2	–	A

2.4.7 | Ontwerp van een gestabiliseerde DC-voeding

• Principeschema • • • • •

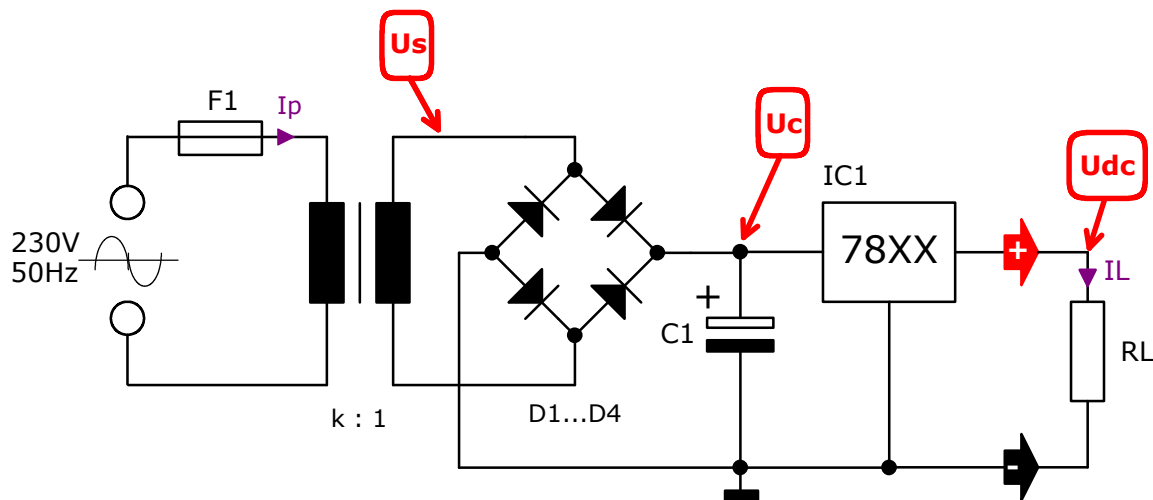


Fig. 2.34

▲ Principeschema van een gestabiliseerde DC-voeding die gebruik maakt van een driepoot spanningsregelaar met vaste uitgangsspanning.

Stel dat men je vraagt een *gestabiliseerde DC-voeding* te ontwerpen met een *vaste* uitgangsspanning van +24V bij een maximale belastingstroom van 1A.

• Keuze van de regelaar • • • • •

Is de maximale belastingstroom *kleiner* of *gelijk* aan *1A*, dan kan je gebruik maken van de zogenaamde *78XX-reeks*. De keuze valt op het regulator-IC '7824'.

• Keuze van de afvlakcondensator • • • • •

We maken gebruik van een vuistregeltje en laten een rimpel toe van:

$$\Delta U_C = 0,1 \times U_{C(MIN)}$$

We weten dat er over de regelaar een zekere spanningsval (dropout voltage) moet staan. In het geval van de 78XX-reeks moet de ingang *minimaal* 2V hoger zijn dan de afgeleverde stabiele uitgangsspanning. Laten we een op veilig spelen en 1 volt *extra* voorzien. De minimale *condensatorspanning* is dus:

$$\begin{aligned} U_{C(MIN)} &= U_{DC} + U_{dropout} + 1V \\ &= 24V + 2V + 1V \\ &= 27V \end{aligned}$$

De *rimpel* op de ingangsspanning is dan:

$$\Delta U_C = 0,1 \times 27V = 2,7V_{ptp}$$

De *capaciteitswaarde* van de afvlakcondensator bepalen we nu met de reeds gekende formule:

$$C = \frac{I_{DC}}{2 \times f_{net} \times \Delta U_C}$$

$$C = \frac{1A}{2 \times 50Hz \times 2,7V_{ptp}}$$

$$= 3,7 \times 10^{-3}F$$

$$= 3700\mu F$$

We kiezen een *standaardwaarde* uit de *E6-reeks* net boven de berekende waarde. We houden eveneens rekening met de *toelaatbare gebruiksspanning*. De maximale spanning op de condensator is:

$$U_{C(MAX)} = U_{C(MIN)} + \Delta U_C$$

$$= 27V + 2,7V$$

$$= 29,7V$$

Onze keuze valt dus op:

Gangbare elco's - 25 V - **35 V** - 40 V - 50 V - 63 V

1 μF	10 μF	33 μF	220 μF	680 μF	3300 μF
2,2 μF	15 μF	47 μF	330 μF	1000 μF	4700 μF
4,7 μF	22 μF	100 μF	470 μF	2200 μF	10000 μF

• Keuze van de transformator • • • • •

De maximale spanning op de condensator hebben we eerder vastgelegd op de waarde van 29,7 volt. Verder komen we overeen dat het spanningsverlies van de gelijkrichterbrug **2V** bedraagt. Wanneer we het verlies van de gelijkrichterbrug in rekening brengen dan bekomen we voor de *amplitude* van de secundaire transformatorspanning:

$$U_{S(p)} = U_{C(MAX)} + U_{BRUG}$$

$$= 29,7V + 2V$$

$$= 31,7V$$

Dit komt overeen met een *effectieve spanning* van:

$$U_{S(eff)} = \frac{U_{S(p)}}{\sqrt{2}}$$

$$= \frac{31,7V}{\sqrt{2}}$$

$$= 22,4V$$

Om het *schijnbaar vermogen* van de transformator te bepalen gaan we uit van de theoretische waarde voor de secundaire *effectieve* stroom:

$$I_{S(eff)} = 2 \times I_{L(MAX)}$$

$$= 2 \times 1A$$

$$= 2A$$

Het *schijnbaar vermogen* S dat de transformator theoretisch moet kunnen leveren is te bepalen als volgt:

$$\begin{aligned} S &= U_{S(\text{eff})} \times I_{S(\text{eff})} \\ &= 22,4\text{V} \times 2\text{A} \\ &= 44,8\text{VA} \end{aligned}$$

We kiezen een standaardwaarde net boven 22,4 volt, bijvoorbeeld $U_S = 24\text{V}$. Onze keuze valt op transformator 'E40TR50' van EREA met een schijnbaar vermogen van 50 VA.

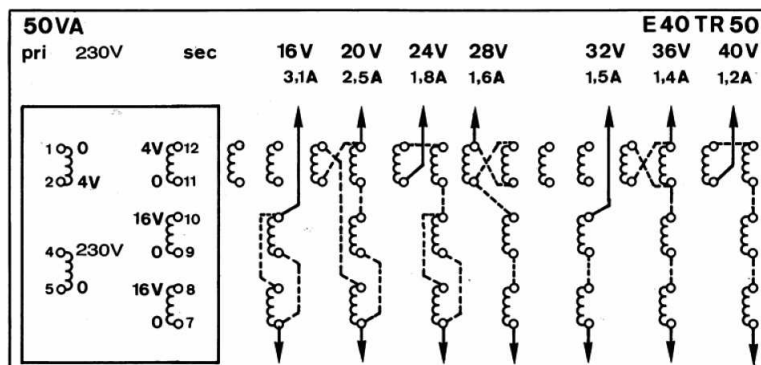


Fig. 2.35

Wikkelschema van een transformator E40TR50 met verschillende secundaire spanningen. Door het maken van de juiste connecties bekom je de gewenste uitgangsspanning. Bron: EREA

• Keuze van de gelijkrichterbrug • • • • •

De *gemiddelde doorlaatstroom* I_F moet *groter* zijn dan de *maximale belastingsstroom* $I_L (=I_{DC})$. De *maximale inverse piekspanning* V_{RRM} (Reverse Repetitive Maximum voltage) is ook een bepalende factor. V_{RRM} moet minstens gelijk zijn aan *2 maal* de piekwaarde van de secundaire spanning U_S .

$$\begin{aligned} I_F &\geq I_{L(\text{MAX})} \\ &\geq 1\text{A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{RRM} &\geq 2 \times U_{S(p)} \\ &\geq 2 \times 24\text{V} \times \sqrt{2} \\ &\geq 68\text{V} \end{aligned}$$

We kiezen bijvoorbeeld gelijkrichterbrug 'B100C1000'.

• Keuze van de smeltveiligheid • • • • •

De vuistregel voor het bepalen van de *smeltveiligheid* is:

$$I_{FUSE} \geq 8 \times \frac{I_{DC}}{k}$$

De *transformatieverhouding* ' k ' bepalen we als volgt:

$$\begin{aligned} k &= \frac{U_{\text{PRIM}}}{U_{\text{SEC}}} \\ &= \frac{230\text{V}}{24\text{V}} \\ &= 9,6 \end{aligned}$$

We bepalen nu de *stroomwaarde* van de smeltveiligheid:

$$I_{FUSE} \geq 8 \times \frac{1A}{9,6}$$

$$\geq 833mA$$

We kiezen voor een **trage** (T) smeltveiligheid met een gebruiksspanning van 250V en een nominale waarde van 1A.

2.4.8 | Oefening

1. Ontwerp een *gestabiliseerde DC-voeding* om een printkaart van 5 volt te voorzien. De schakeling op de printkaart trekt maximaal een gelijkstroom van 500 mA. De netspanning is 230 V~ en de netfrequentie bedraagt 50 Hz. Maak gebruik van een geïntegreerde spanningsregelaar (driepoot-regelaar) van de 78XX-reeks.
 - a. Teken het principeschema + duidt hierop de voornaamste grootheden aan;
 - b. Bepaal de ptp-rimpelspanning vóór stabilisatie;
 - c. Bepaal de minimale condensatorspanning;
 - d. Bepaal de maximale condensatorspanning;
 - e. Kies de juiste spanningsregelaar;
 - f. Kies een geschikte printransformator (E.R.E.A.);
 - g. Teken de juiste schakelwijze van de printransformator;
 - h. Kies een geschikte smeltveiligheid (20 mm);
 - i. Kies een geschikte diodebrug (type 'EU');
 - j. Kies een geschikte afvlakcondensator (type 'elco').

Gegevens

[illegible]

Schema

A full-page sheet of white graph paper featuring a uniform grid of thin, light gray horizontal and vertical lines. The grid consists of small squares covering the entire area of the page.

Golfvorm van de niet-geregelde ingangsspanning

[illegible]

Berekeningen



Schakelwijze printtransfo

[illegible]

Antwoorden

b.	c.	d.	e.
f.	h.	i.	j.



Onderzoek het effect van de **spanningsstabilisatie** met een geïntegreerde driepoot-regelaar **7815**. De niet-geregelde ingangsspanning is afkomstig van een afgevlakte volle golf gelijkrichter. De belasting is zuiver ohms en bestaat uit een gloeilampje. Meet met een oscilloscoop de ingangsspanning en bepaal de DC-component en de rimpel. Meet vervolgens de uitgang en vergelijk deze met de ingang.