STABILIZATORY NAPIĘCIA STAŁEGO O DZIAŁANIU IMPULSOWYM

(wkładka: DSN3)

CEL ĆWICZENIA

samodzielne zaprojektowanie i obliczenie niektórych parametrów impulsowego zasilacza napięcia stałego;
zapoznanie się z działaniem i właściwościami niestabilizowanych i stabilizowanych zasilaczy impulsowych

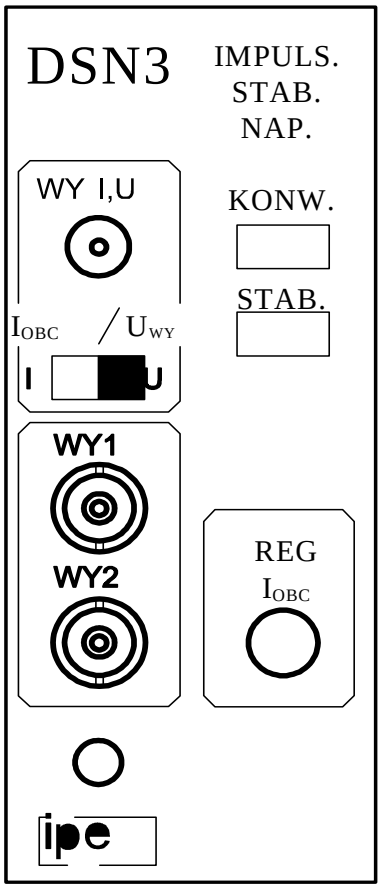
1. OPIS BADANYCH UKŁADÓW

Tradycyjny zasilacz składa się z transformatora sieciowego, prostownika oraz stabilizatora napięcia stałego o pracy ciągłej. Zalety tak zbudowanych zasilaczy to bardzo dobra stabilizacja napięcia wyjściowego, znikomo mały poziom generowanych zakłóceń oraz prostota budowy. Niestety, zasilacze o pracy ciągłej cechuje niewielka sprawność energetyczna, rzadko przekraczająca 50÷60%. Tracona moc musi zostać rozproszona w postaci ciepła, co przy realizacji zasilaczy o dużej mocy wymaga zastosowania radiatorów o znacznych wymiarach i, nierzadko, wymuszonego chłodzenia. Strata znacznej części mocy oznacza zwiększony koszt eksploatacji zasilacza, a silne nagrzewanie elementów regulacyjnych (tranzystorów) powoduje zmniejszanie niezawodności układu. Należy również pamiętać o dużych wymiarach i wadze transformatora sieciowego. Wszystko to sprawia, że w zakresie średnich i dużych mocy (od kilkudziesięciu watów) należy stosować rozwiązania zasilaczy pozwalające na radykalne zwiększenie sprawności energetycznej (warto sobie uświadomić, że zwiększenie sprawności zasilacza o mocy 1 kW zaledwie o 1% oznacza zmniejszenie mocy strat o 10 W!) oraz zmniejszenie wymiarów i masy.
Rozwiązaniem, umożliwiającym spełnienie wspomnianych warunków jest zasilacz impulsowy, do którego moc ze źródła zasilania jest dostarczana w sposób przerywany (impulsowo), natomiast pobór mocy z wyjścia odbywa się tak, jak w klasycznym zasilaczu o pracy ciągłej. Tak zrealizowany zasilacz umożliwia, teoretycznie, bezstratne przetwarzanie napięcia na napięcie niższe, (ewentualnie, w odróżnieniu od zasilacza o pracy ciągłej - wyższe) od wejściowego, co bezpośrednio wynika z równania, opisującego zasadę pracy idealnego zasilacza impulsowego:

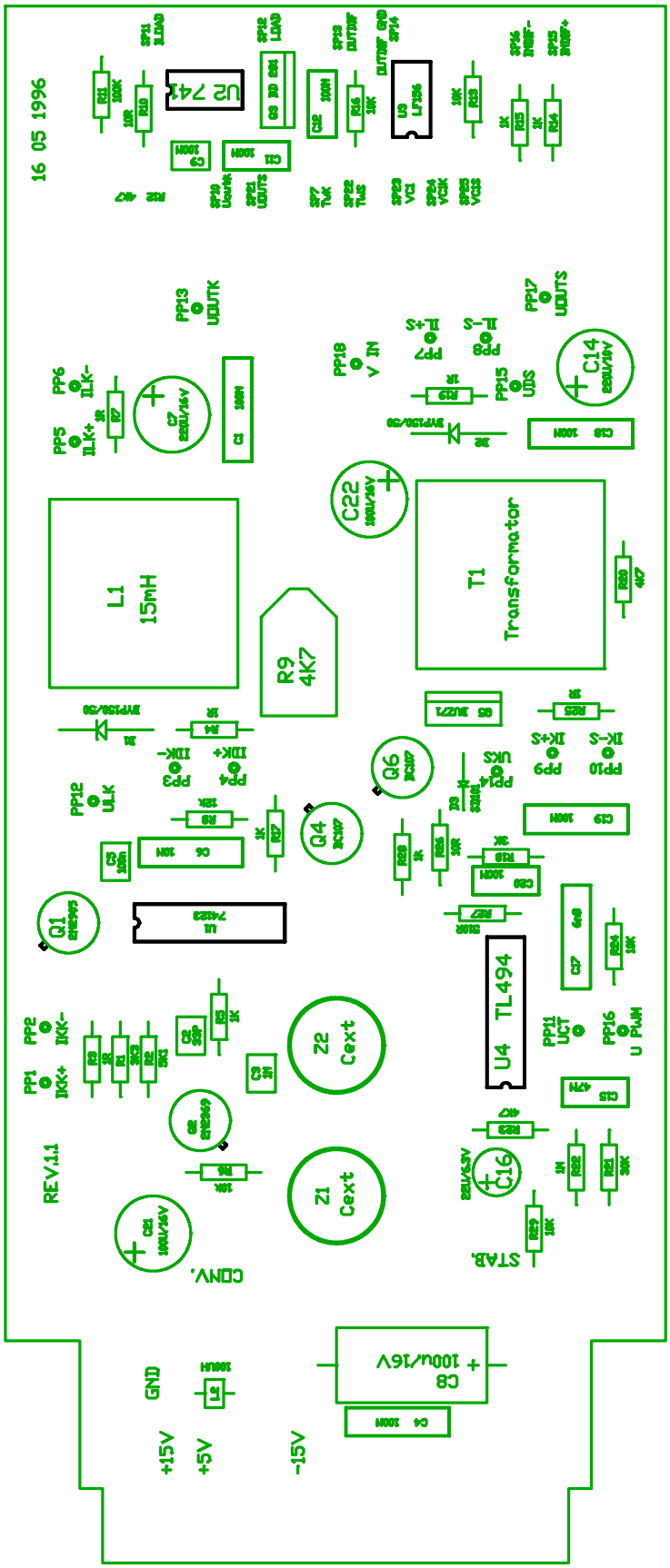
$$P_{WE} = \frac{1}{T}\int_0^T U_{WE}\ i_{WE}\ (t)\ dt = U_{WY}\ I_{WY} = P_{WY}$$

gdzie: $i_{WE} = 0$ w czasie od δ_T do T.

nietrudno zauważyć, że jeżeli prąd i_{WE} płynie przez cały czas oraz $U_{WE} > U_{WY}$ - jak to ma miejsce w zasilaczu o pracy ciągłej - to zawsze $P_{WE} > P_{WY}$, co oznacza konieczność występowania strat mocy). W ćwiczeniu są badane dwa podstawowe układy zasilaczy impulsowych. Ich moc jest co prawda, nietypowo, bardzo mała, jednakże mimo to można zaobserwować pewne zjawiska charakterystyczne dla zasilaczy o pracy przerywanej. Na przykład, w niestabilizowanym konwerterze napięcia stałego można obserwować skutki jego niedociążenia (gwałtowny wzrost napięcia wyjściowego powyżej nominalnego), a także efekty nasycania się rdzenia cewki (objawiające się niekontrolowanym, chwilowym wzrostem jej prądu).



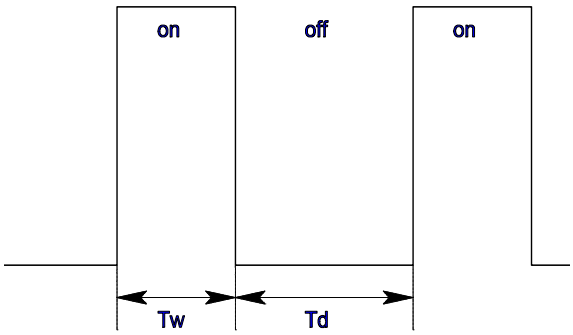
Rys.1. Widok płyty czołowej wkładki DSN3.



Rys.2. Widok płytki drukowanej wkładki DSN3.

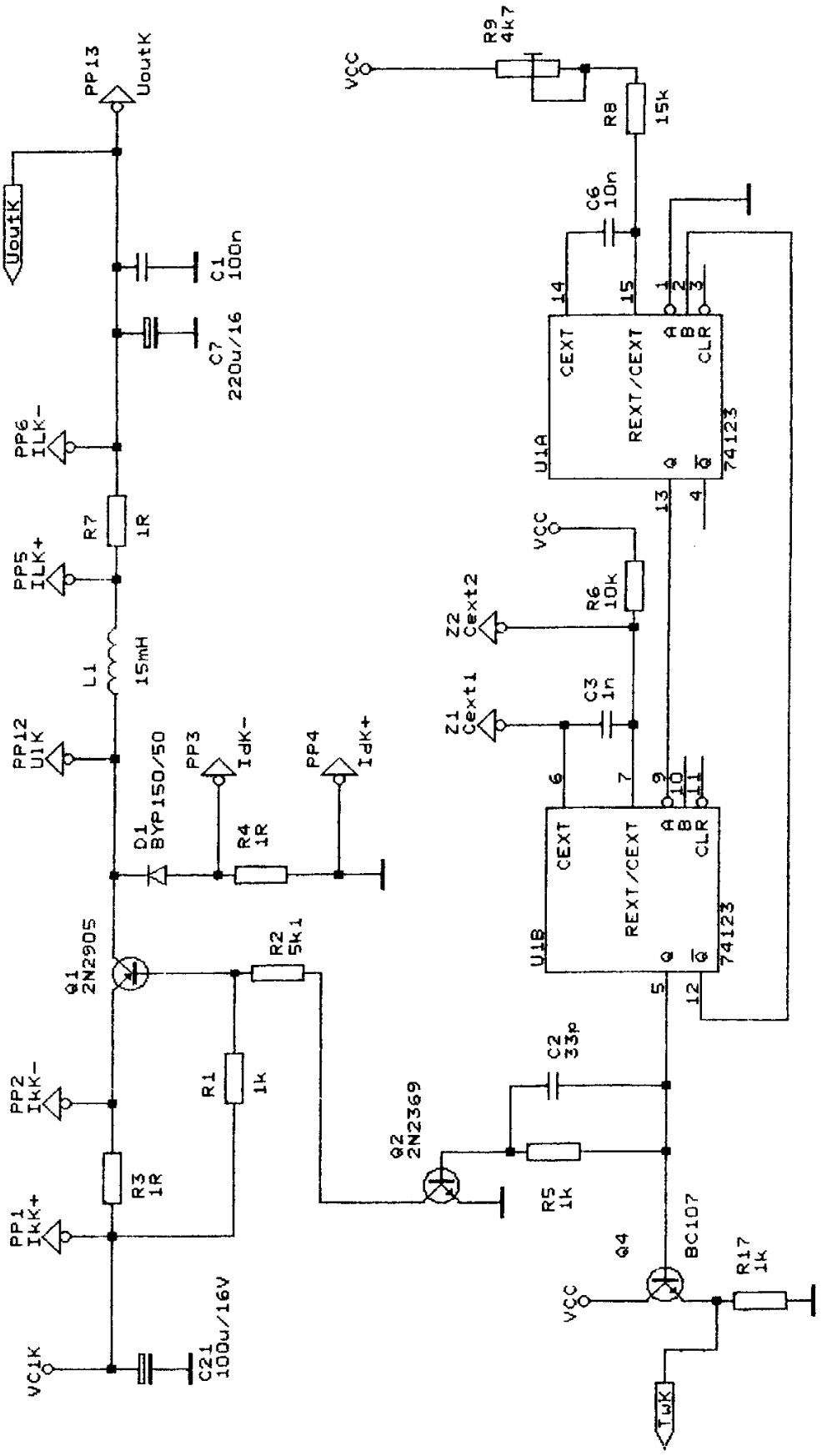
2. OPIS WKŁADKI DSN3

Widok płyty czołowej wkładki DSN3 jest pokazany na rys.1.
Na płytce drukowanej wkładki DSN3 (rys.2) znajdują się dwa układy impulsowych zasilaczy napięcia stałego. Pierwszy z nich (opisany na płytce drukowanej jako "KONW.") to prosty, bez-transformatorowy, niestabilizowany konwerter napięcia stałego w układzie współbieżnym (*forward converter*). Schemat konwertera został pokazany na rys. 4. Konwerter przetwarza napięcie stałe +15V na napięcie o mniejszej wartości, którą możesz wybrać (prawie) dowolnie. Wartość napięcia wytwarzanego na wyjściu zasilacza impulsowego zależy od współczynnika wypełnienia fali impulsów sterujących okresowym włączaniem klucza (jego rolę pełni tu tranzystor Q1). Do wytwarzania fali impulsów służy w opisywanym konwerterze generator astabilny, zbudowany z dwóch przerzutników monostabilnych (tę rolę pełni układ U1 - 74123).

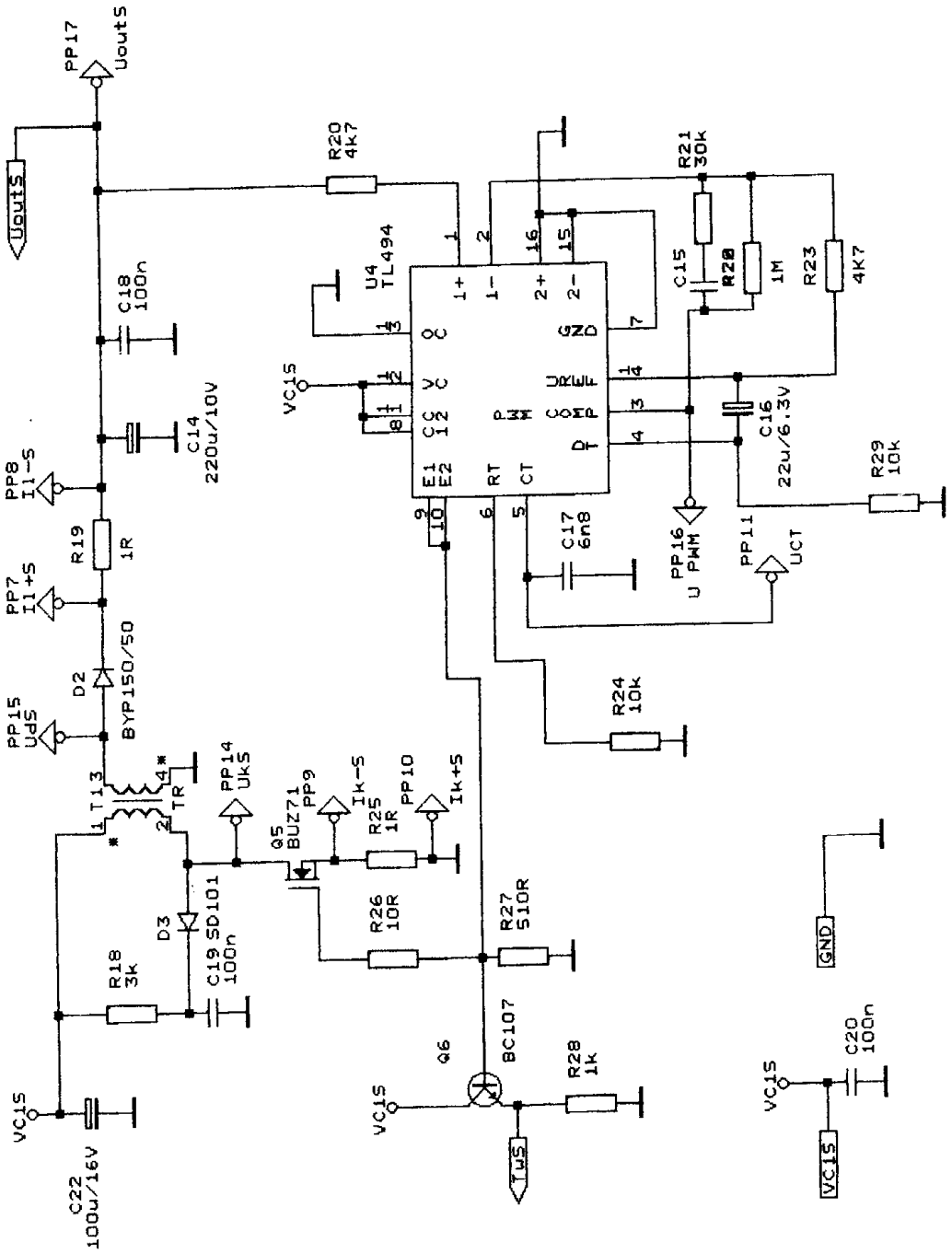


Rys.3 Impulsy sterujące włączaniem klucza Q1.

Przebieg generowanego sygnału impulsowego przedstawiono na rys.3. Czas trwania T_w impulsu włączającego klucz Q1 możesz zmieniać, dołączając do zacisków Z1 i Z2 kondensator C_{ext}, natomiast czas "przerwy" T_d jest ściśle określony i równy 50 μs.
Drugi z układów ("STAB"), znajdujący się na płytce wkładki DSN3, to stabilizowany zasilacz impulsowy z transformatorem i scalonym sterownikiem TL 494 (U4). Zasilacz zrealizowano w układzie przeciwbieżnym (*flyback converter*) z unipolarnym tranzystorem mocy jako kluczem. W zasilaczu został zastosowany układ tzw. "miękkiego startu". Schemat zasilacza przedstawiono na rys.5. Dane katalogowe sterownika TL 494 są zawarte w niniejszej instrukcji - na ich podstawie możesz przeanalizować zasadę działania opisanego stabilizatora impulsowego. Stabilizator jest zasilany napięciem +15V, a na swoim wyjściu wytwarza napięcie stabilizowane +5V. W tym układzie nie ma możliwości zmiany napięcia wyjściowego.



Rys.4. Schemat ideowy konwertera napięcia stałego.

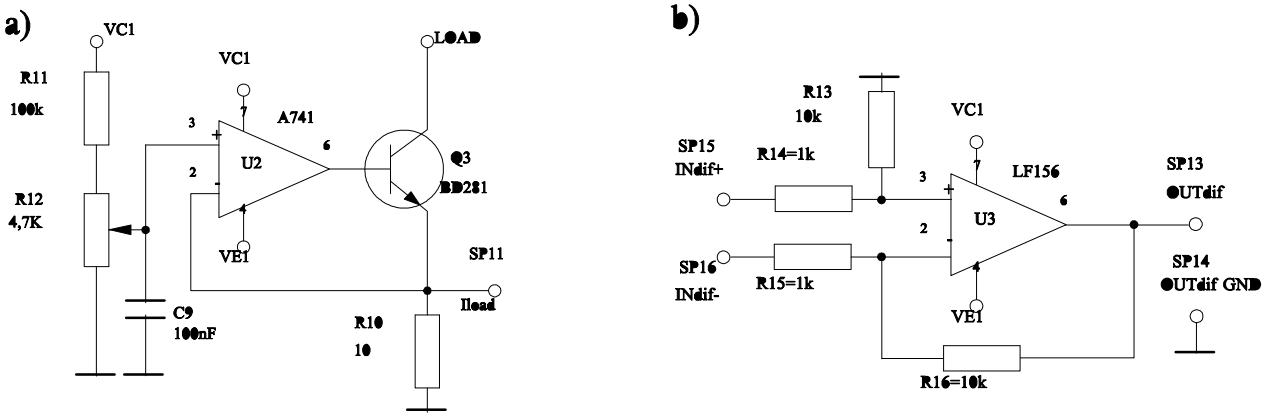


Rys.5. Schemat ideowy impulsowego stabilizatora napięcia stałego z układem TL494.

Oprócz badanych układów zasilaczy, na płytce wkładki DSN3 umieszczono dwa ważne układy pomocnicze. Jeden z nich, o schemacie jak na rys.6a, to regulowane źródło prądowe, umożliwiające obciążanie wyjść zasilaczy prądem od 0 do około 70 mA. Prąd źródła można regulować przy pomocy potencjometru (opisanego na płycie czołowej wkładki "REG IOBC"). Wartość płynącego prądu możesz odczytać, dołączając woltomierz do wyjścia "WY I,U", pamiętając że pomiar polega na mierzeniu spadku napięcia na oporniku pomiarowym 10Ω (R10).

Drugi układ pomocniczy to wzmacniacz różnicowy o wzmocnieniu 10 V/V, zrealizowany przy użyciu wzmacniacza operacyjnego LF 156 (rys.6b). Wzmacniacz jest przeznaczony do obserwacji przebiegów na opornikach pomiarowych 1Ω, służących do odwzorowania kształtów prądów w różnych punktach obu zasilaczy. Zastosowanie wzmacniacza różnicowego umożliwiło obserwację

przebiegów na opornikach, których żadna końcówka nie jest dołączona do masy - można więc obejrzeć np. prąd klucza Q1 lub diody D2. Do dołączenia wzmacniacza do badanego układu służy "sonda" - wtyk, który można nasunąć na "szpilki", obok odpowiednich oporników pomiarowych. Pamiętaj wszakże, że prawidłowy obraz przebiegu uzyskasz jedynie wtedy, gdy dokonasz połączenia odpowiednich wejść wzmacniacza różnicowego z odpowiednimi końcówkami opornika pomiarowego. Dla ułatwienia, jedną z końcówek opornika oznaczono na płytce zawsze jako " +"
i należy ją łączyć z czerwonym przewodem "sondy" wzmacniacza różnicowego. Wyjście wzmacniacza jest dołączone do gniazda "WY1", umieszczonego na płycie czołowej wkładki - możesz do tego gniazda dołączyć wejście oscyloskopu.



Rys.6. Schematy ideowe układów pomocniczych: a) źródła prądowego, b) wzmacniacza różnicowego.

Zamontowany na płycie czołowej wkładki przełącznik "KONW/STAB" przełącza badane układy zasilaczy. Dołącza on napięcie wejściowe +15 V do odpowiedniego układu zasilacza, dołącza doń obciążające źródło prądowe oraz dołącza do gniazda "WY2" sygnał, będący obrazem przebiegu impulsowego sterującego tranzystorem kluczującym aktualnie włączonego zasilacza. Jeśli sygnał ten zostanie użyty do wyzwalania podstawy czasu oscyloskopu (ustaw wyzwalanie wewnętrzne z kanału, w którym obserwujesz wspomniany sygnał), to można "zgrać" oscylogramy z poszczególnymi fazami pracy zasilacza (włączaniem i wyłączaniem tranzystora kluczującego).
Przełącznik "I_{OBC}/U_{WY}" służy do dołączenia woltomierza (połączonego z gniazdem "WY I,U") bądź do węzła, w którym panuje napięcie wyjściowe odpowiedniego zasilacza, bądź do węzła, którego napięcie odpowiada ustawionemu przez Ciebie prądowi obciążenia.

3. SPRZĘT NIEZBĘDNY DO WYKONANIA ĆWICZENIA

- DNS3 - wkładka dydaktyczna zasilaczy impulsowych,
- oscyloskop analogowy,
- woltomierz cyfrowy GDM-8246,
- elementy: kondensatory szeregu E6.

4. CZĘŚĆ PROJEKTOWA ĆWICZENIA

4.1 Ustal napięcie wyjściowe beztransformatorowego konwertera napięcia stałego. Jego wartość ma być równa U_{WY} = 3+0,5X [V], gdzie X jest numerem zespołu, który stanowisz w grupie laboratoryjnej.

4.2 Oblicz współczynnik wypełnienia δ impulsów sterujących kluczem Q1, pozwalający uzyskać wybraną wartość napięcia wyjściowego. Przyjmij, że wartość napięcia wejściowego konwertera jest równa 15V.

4.3 Wiedząc, że przerwa między impulsami sterującymi zawsze trwa 50 μs oblicz czas trwania tych impulsów.

4.4 Wyznacz, na podstawie znajomości działania i parametrów układu 74123 oraz schematu konwertera, pojemność, którą powinieneś dołączyć do tego układu. Zauważ, że na płytce jest wlutowany na stałe kondensator 1 nF, do którego będziesz równolegle dołączał pojemność C_{EXT}. Znając indukcyjność cewki L1, oblicz tzw. krytyczny prąd obciążenia zaprojektowanego konwertera. Umieść wyniki obliczeń w konspekcie.

4.5 Narysuj przebiegi prądów w cewce L1, kluczu Q1 i diodzie D1 dla obciążenia krytycznego oraz wybranych wartości pod- i nadkrytycznego prądu obciążenia konwertera.

4.6 Zaprojektuj schemat blokowy układu pomiarowego, umożliwiający badanie podstawowych parametrów zasilacza (napięcie wyjściowe, charakterystyka wyjściowa itd.).

4.7 Przeanalizuj działanie stabilizowanego zasilacza impulsowego na podstawie schematu i danych katalogowych układu TL 494 - istotne ustalenia powinny znaleźć się w konspekcie. Oszacuj przewidywaną częstotliwość pracy zasilacza.

5. CZĘŚĆ DOŚWIADCZALNA ĆWICZENIA

5.1 **Badanie beztransformatorowego konwertera napięcia stałego**

5.1.1 Połącz układ pomiarowy zgodnie ze schematem blokowym opracowanym jako wynik realizacji punkcie 4.6.

5.1.2 Zaobserwuj i przerysuj do sprawozdania przebiegi napięć i prądów konwertera. Na kanale A oscyloskopu obserwuj cały czas napięcie sterujące kluczem (wyjście 2 wkładki DNS3). Na kanale B oscyloskopu obserwuj kolejno:
- prąd cewki PP5-PP6 (wyjście 1 wkładki DNS3);
- prąd klucza PP1-PP2 (wyjście 1 wkładki DNS3);
- prąd diody PP3-PP4 (wyjście 1 wkładki DNS3);
- potencjał kolektora klucza PP12 (sonda oscyloskopowa);
- tętnienia napięcia wyjściowego PP13 (sonda oscyloskopowa, sprzężenie ac w oscyloskopie).

Obserwacji wszystkich przebiegów dokonaj dla jednej wartości nadkrytycznego prądu obciążenia, potem dla prądu krytycznego, a następnie dla prądu jednej wartości prądu podkrytycznego. Za każdym razem zmierz wartość prądu obciążenia.

5.1.3 Zmierz i narysuj charakterystykę wyjściową konwertera. Wyjaśnij jej kształt.

UWAGA !

Przy pomiarze charakterystyki wyjściowej konwertera odłącz od jego wyjścia pomiarowy wzmacniacz różnicowy. Ma on rezystancję wejściową około 10 kΩ, a więc jego dołączenie spowoduje pobór pewnego prądu z zasilacza, co może być przyczyną zafałszowania wyników - zwłaszcza w zakresie małych prądów obciążenia.

5.2 **Badanie stabilizatora impulsowego**

5.2.1 Połącz układ pomiarowy zgodnie ze schematem blokowym opracowanym jako wynik realizacji punkcie 4.6.

5.2.2 Zaobserwuj i przerysuj do sprawozdania przebiegi napięć i prądów stabilizatora. Na kanale A oscyloskopu obserwuj cały czas napięcie sterujące kluczem (wyjście 2 wkładki DNS3). Na kanale B oscyloskopu obserwuj kolejno:
- prąd klucza PP9-PP10 (wyjście 1 wkładki DNS3);
- prąd diody PP7-PP8 (wyjście 1 wkładki DNS3);
- napięcie na drenie klucza PP14 (sonda oscyloskopowa);
- napięcie na anodzie diody PP15 (sonda oscyloskopowa);
- napięcie wyjściowe wzmacniacza błędu PP16 (sonda oscyloskopowa);
- napięcie wyjściowe generatora napięcia piłokształtnego PP11 (sonda oscyloskopowa);
- tętnienia napięcia wyjściowego PP17 (sonda oscyloskopowa, sprzężenie ac w oscyloskopie).

Obserwacji wszystkich przebiegów dokonaj dla jednej wartości nadkrytycznego prądu obciążenia, potem dla prądu krytycznego, a następnie dla prądu jednej wartości prądu podkrytycznego. Za każdym razem zmierz wartość prądu obciążenia.

Wyjaśnij, dlaczego obserwowane oscylogramy mają takie same kształty oraz wyjaśnij przyczyny ich zmian w zależności od prądu obciążenia. Do czego służą elementy D3, R18, C19?

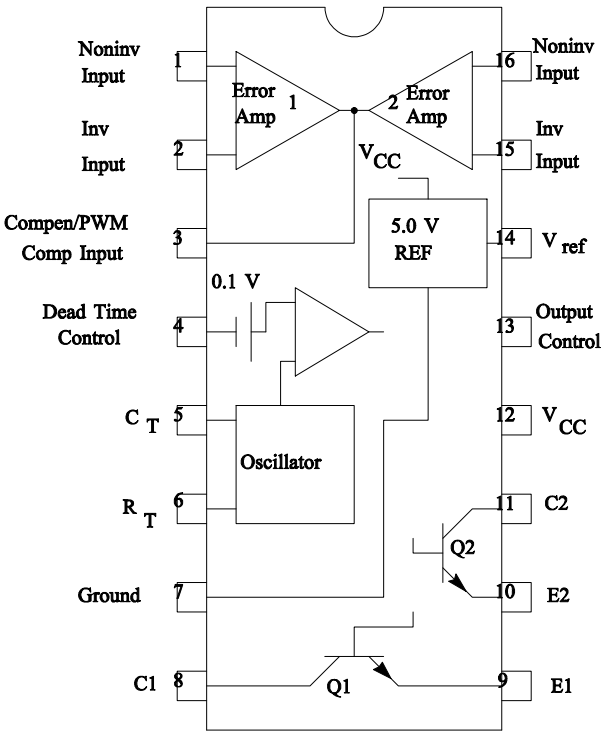
5.2.3 Zmierz i narysuj charakterystykę wyjściową zasilacza jednocześnie obserwując napięcie w punkcie PP16 (napięcie wyjściowe wzmacniacza błędu) oraz przebiegi w punkcie PP11 (generator napięcia piłokształtnego). Wykreśl tę charakterystykę. Na podstawie schematu badanego zasilacza i danych katalogowych układu TL494 skomentuj otrzymane wyniki i wyjaśnij działanie zasilacza.

6. TL494
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

The TL494 is a fixed frequency pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.
This device features:
• Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
• On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
• On-Chip Error Amplifiers
• On-Chip 5.0 V Reference
• Adjustable Dead-Time Control
• Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
• Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
• Undervoltage Lockout

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless othervise noted)

PIN CONNECTIONS



Top view

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42			V
Collector Output Voltage	V_{C1},V_{C2}	42			V
Collector Output Current (Each transistor)(Note1)	I_{C1},I_{C2}	500			mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	-0.3 to +42			V
Power Dissipation @T_A≤45°C	P_D	1000			mW
Operating Junction Temperature Plastic Package	T_J	125		-	°C
Ceramic Package		150			
Storage temperature Range Plastic Package	T_{stg}	-55 to+125		-	°C
Ceramic Package		-65 to +150			
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0 to +70	-25 - +85	-55 - +125	°C

NOTES: 1. Maximum thermal limits must be observed.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	N Suffix	J Suffix	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\Theta JA}$	80	100	°C/W
Derating Ambient Temperature	T_A	45	50	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition Value	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1},V_{C2}	-	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I_{C1},I_{C2}	-	-	200	mA
Amplified Input Voltage	V_{in}	-0.3	-	V_{CC}-2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fo}	-	-	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	-	-	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC}=15VC_T=0.01μF,R_T=12kΩ unless otherwise noted)
For typical values T_A=25°C, for min, max values T_A is the operatingambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
REFERENCE SECTION								
Reference Voltage (I_O=1.0mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V_{CC}=7.0 to 40V)	Reg_{line}	-	2.0	25	-	2.0	25	mV
Load Regulation (I_O=1.0 to 10mA)	Reg_{line}	-	3.0	15	-	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current (V_{ref}=0V)	I_{SC}	15	35	75	15	35	75	mA
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current (V_{CC}=40V, V_{CE}=40V)	$I_{C(off)}$	-	2.0	100	-	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current	$I_{E(off)}$	-	-	-100	-	-	-150	μA

Characteristics	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
(V_{CC}=40V, V_C=40V, V_E=0V)								
Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common-Emitter (V_E=0V, I_C=200mA) Emitter-Follower (V_C=15V, I_C=200mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	- -	1.1 1.5	1.3 2.5	- -	1.1 1.5	1.5 2.5	V
Output Control Pin Current Low State (V_{OC}≤0.4V) High State (V_{OC}=V_{ref})	I_{OCL} I_{OCH}	- -	10 0.2	- 3.5	- -	10 0.2	- 3.5	μA mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter Emitter-Follower	t_r	- -	100 100	200 200	- -	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter Emitter-Follower	t_f	- -	25 40	100 100	- -	25 40	100 100	ns

NOTE: 2.Low duty cycle pulse techniques are used during testing maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

Characteristics	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage ($V_{O(Pin3)}$=2.5V)	V_{IO}	-	2.0	10	mV
Input Offset Current ($V_{O(Pin3)}$=2.5V)	I_{IO}	-	5.0	250	nA
Input Bias Current ($V_{O(Pin3)}$=2.5V)	I_{IB}	-	-0.1	-1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range (V_{CC}=40V, T_A=25°C)	V_{ICR}	-0.3 to V_{CC}-2.0			V
Open-Loop Voltage Gain (ΔV_O=3.0V, V_O=0.5 to 3.5V, R_L=2.0kΩ)	A_{VOL}	70	95	-	dB
Unity-Gain Crossover Frequency (V_O=0.5 to 3.5V, R_L=2.0kΩ)	f_{C-}	-	350	-	kHz
Phase Margin at Unity-Gain (V_O=0.5 to 3.5V, R_L=2.0kΩ)	Φ_m	-	65	-	deg
Common Mode Rejection Ratio (V_{CC}=40V)	CMMR	65	90	-	dB
Power Supply Rejection Ratio (ΔV_{CC}=33.0V, V_O=2.5 V, R_L=2.0kΩ)	PSRR	-	100	-	dB
Output Sink Current ($V_{O(Pin3)}$=0.7V)	I_{O-}	0.3	0.7	-	mA
Output Source Current ($V_{O(Pin3)}$=3.5V)	I_{O+}	2.0	-4.0	-	mA
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	-	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin3)}$=0.7V)	I_{I-}	0.3	0.7	-	μA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) (V_{Pin4}=0 to 5.25V)	$I_{IB(DT)}$	-	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode (V_{Pin4}=0, C_T=0.01μF, R_T=12kΩ) (V_{Pin4}=0, C_T=0.001μF, R_T=12kΩ)	DC_{max}	 45 -	 48 45	 50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	 - 0	 2.8 -	 3.3 -	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency (C_T=0.001μF, R_T=30kΩ)	f_{osc}	-	40	_	kHz
Standard Deviation of Frequency (C_T=0.001μF,	σf_{osc}	-	3.0	-	%

Characteristics	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
R_T=30kΩ)					
Frequency Change with Voltage (V_{CC}=7.0 to 40V, T_A=25°C)	Δf_{osc}(DV)	-	0.1	-	%
Frequency Change with Temperature (ΔT_A= T_{low} to T_{high}, C_T=0.01μF, R_T=12kΩ)	Δf_{osc}(DT)	-	-	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, I_{ref}=1.0mA)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref}. All other inputs and outputs open) (V_{CC}=15V) (V_{CC}=40V)	I_{CC}	 - -	 5.5 7.0	 10 15	mA
Average Supply Current (C_T=0.01μF, R_T=12kΩ, $V_{(Pin4)}$=2.0V, V_{CC}=15V	-	-	7.0	-	mA

APPLICATIONS INFORMATION

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, RT and CT. The approximate oscillator frequency is determined by: $f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T}$ 1. *For more information refer to Figure 3.*

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the dead-time control, the error amplifier inputs, or the feedback inputs. The dead-time control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output dead time to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional dead time may be imposed on the output by setting the dead-time control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Figure 1. Block Diagram

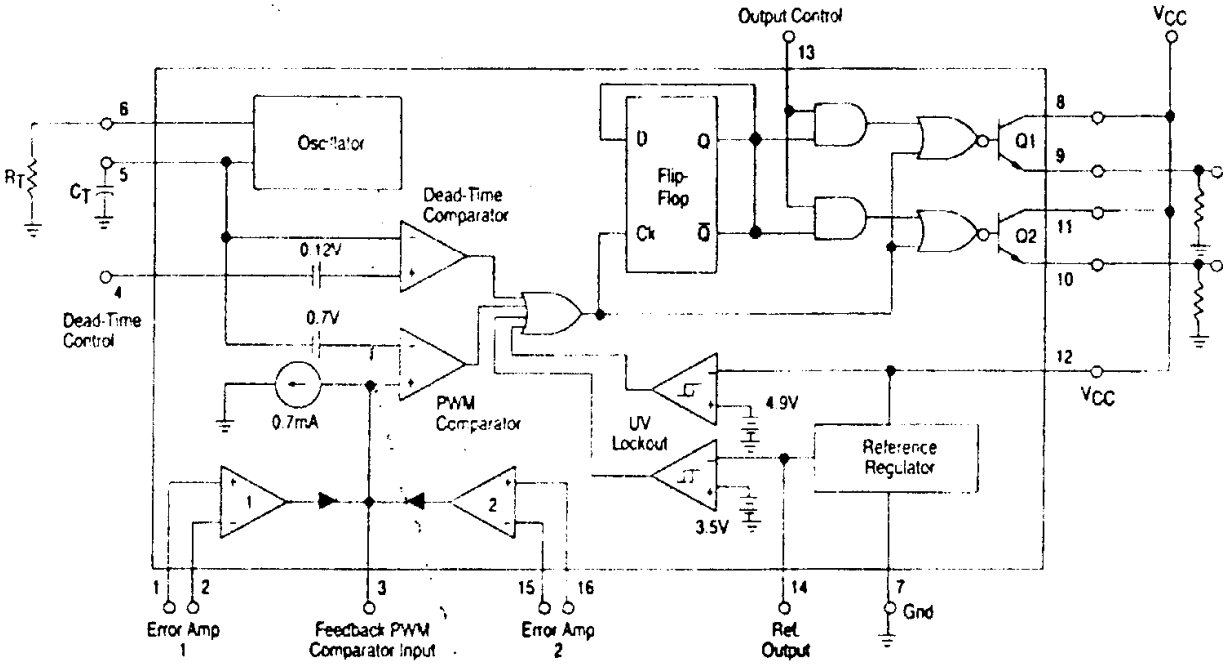
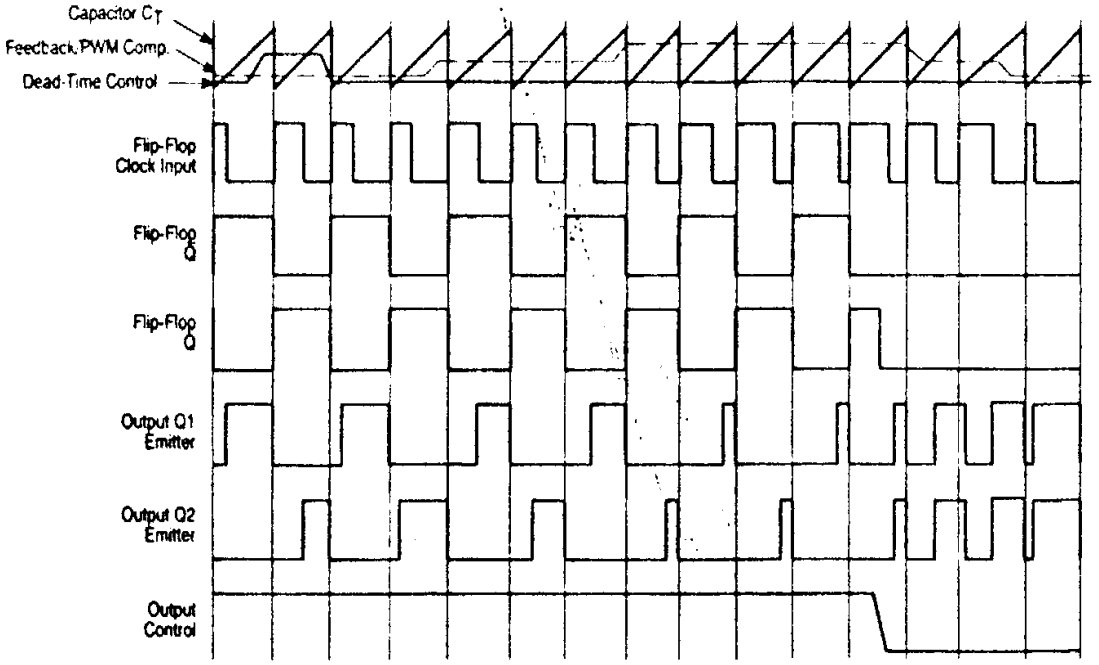


Figure 2. Timing Diagram



Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	f_{out}/f_{osc}
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push-pull operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common mode input range from
-0.3 V to (V_{CC}-2V), and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the dead-time comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with the maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

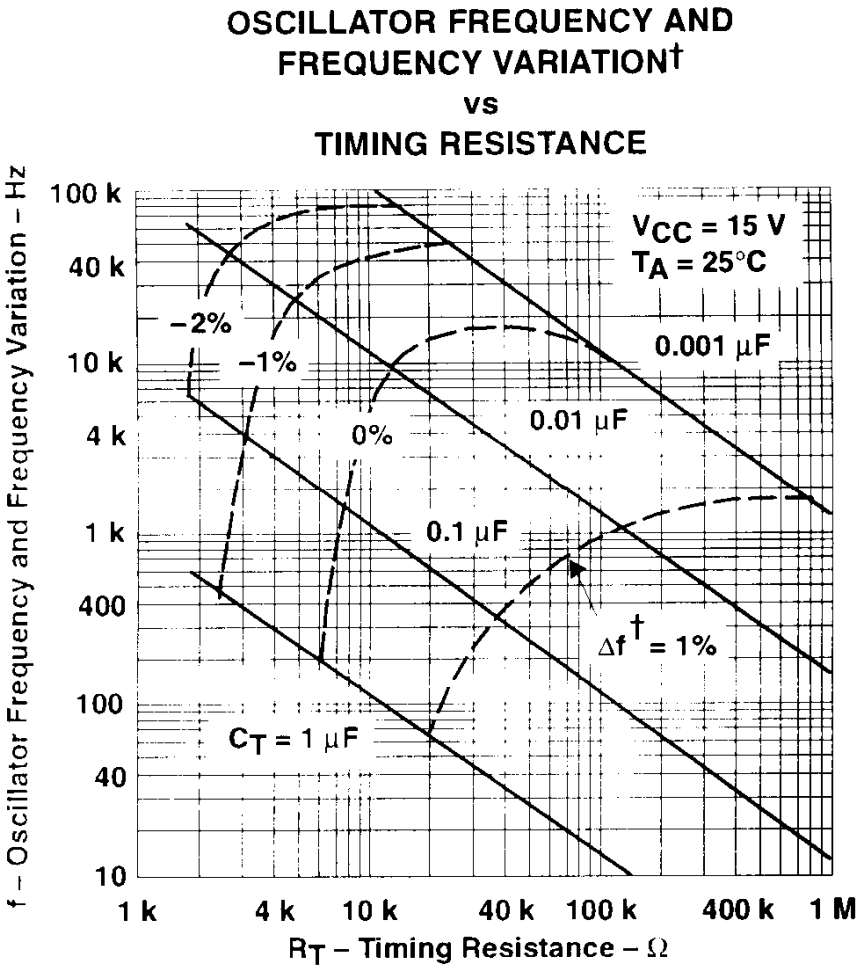


Figure 3.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of ±5.0% with a typical thermal drift of

less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C.

Figure 4. Open-Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

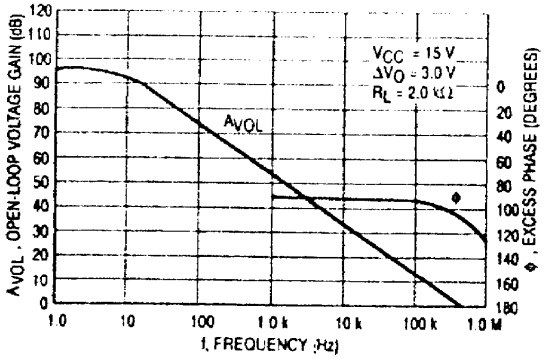


Figure 5. Percent Dead-Time versus Oscillator Frequency

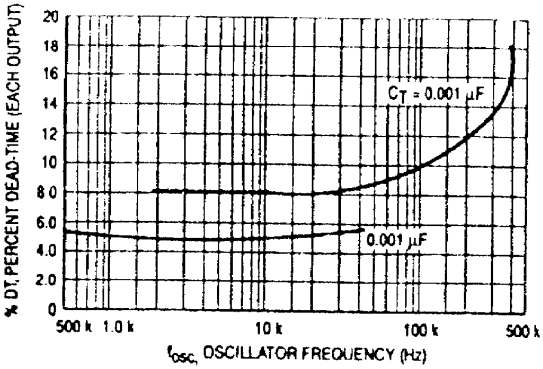


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Dead-Time Control Voltage

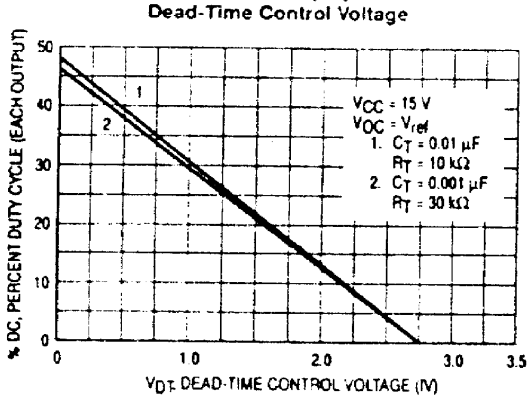


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

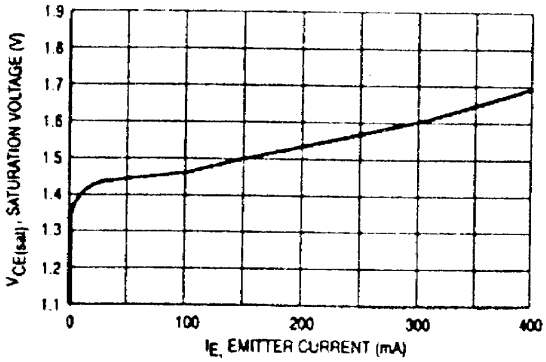


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

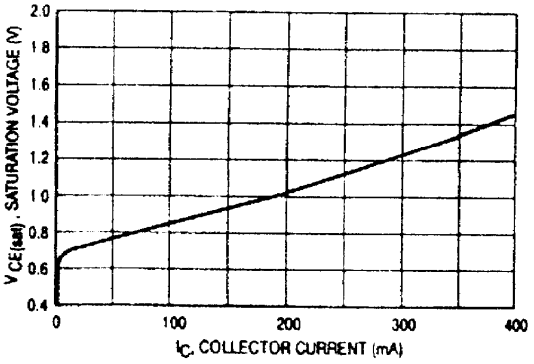


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

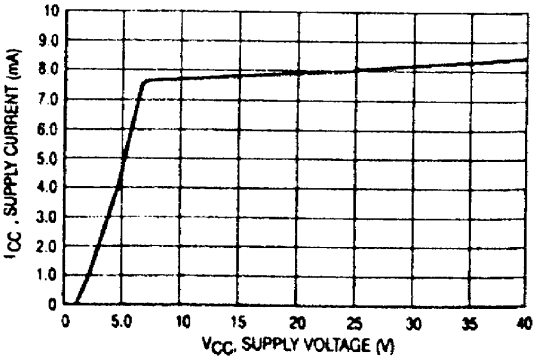


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

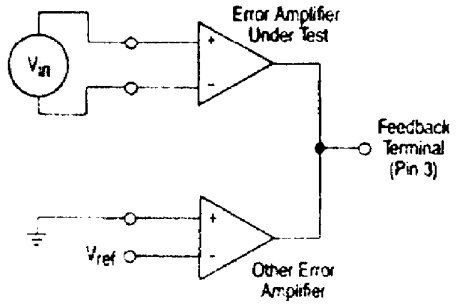


Figure 11. Dead-Time and Feedback Control Circuit

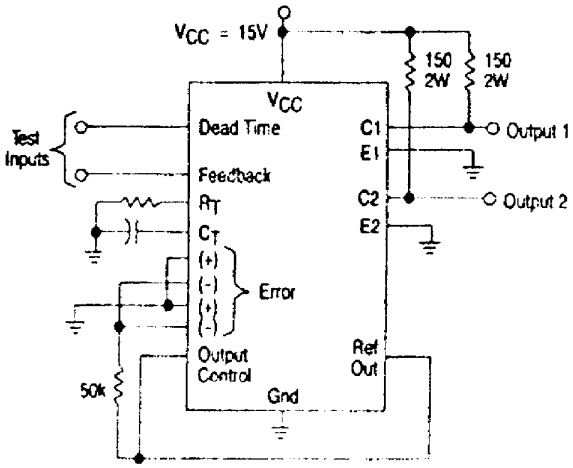


Figure 12. Common-Emitter Configuration
Test Circuit and Waveform

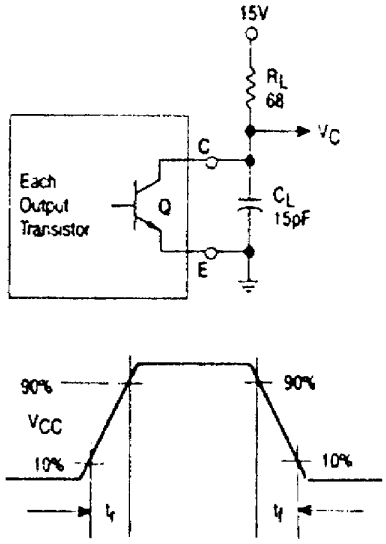


Figure 13. Emitter-Follower Configuration
Test Circuit and Waveform

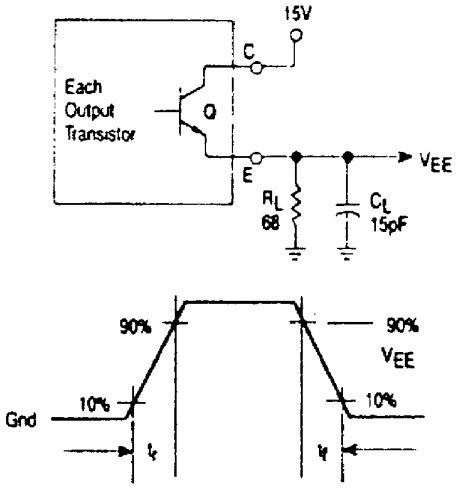
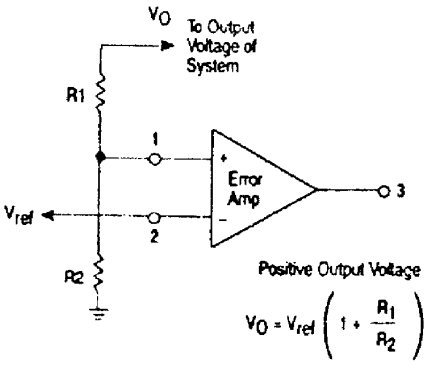


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques



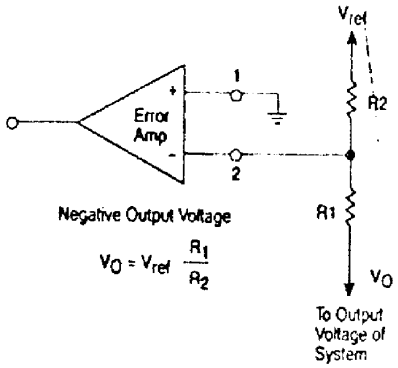


Figure 15. Dead-Time Control Circuit

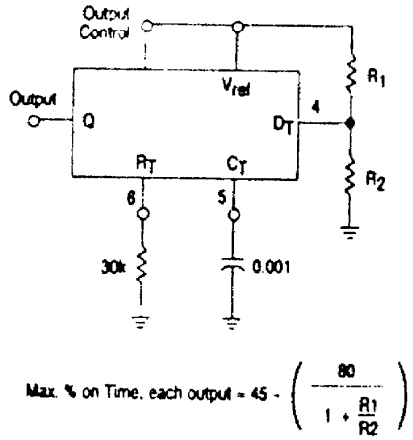


Figure 16. Soft-Start Circuit

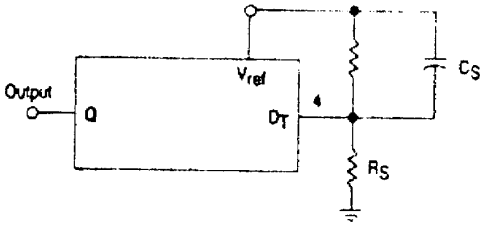
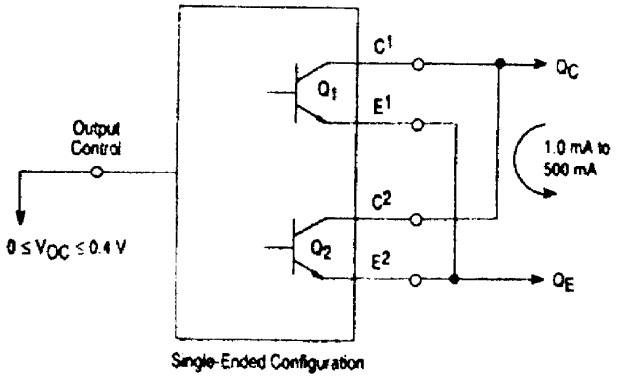


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



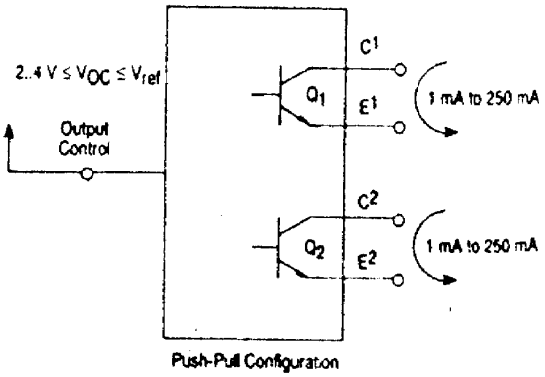


Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

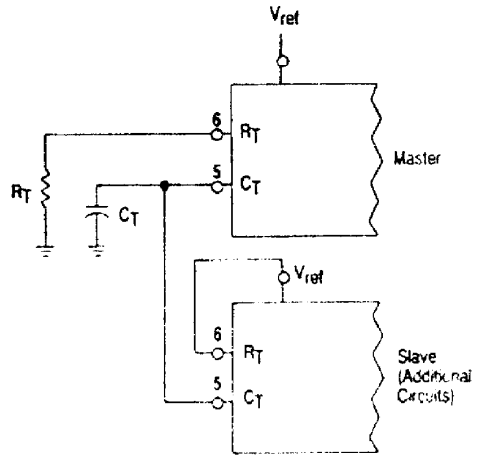


Figure 19. Operation with V_{in} > 40 V Using External Zener

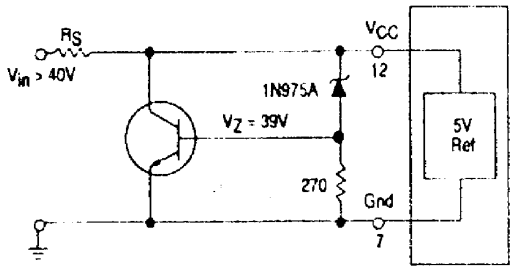
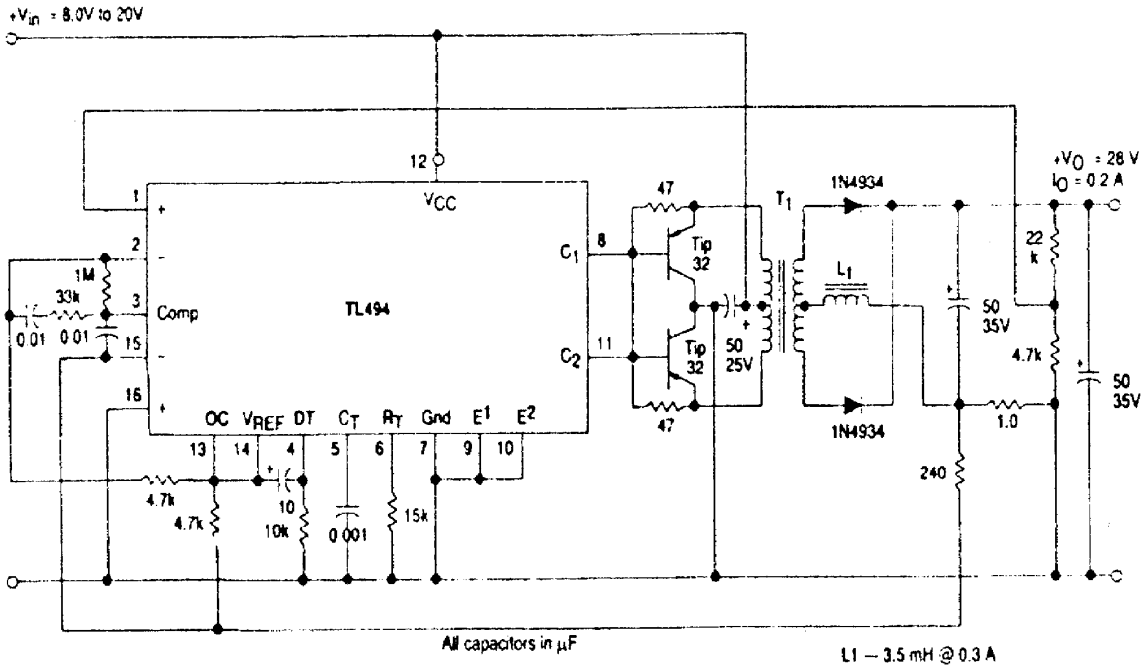


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter



L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG
Secondary: 12OT C.T. #36 AWG
Core: Ferroxcube 1408P L00-3C8

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	V_{in} = 10 V to 40 V	14 mV 0.28%
Load Regulation	V_{in} = 28 V, I_O = 1.0 mA to 1.0 A	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	V_{in} = 28 V, I_O = 1.0 A	65 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	V_{in} = 28 V, R_L = 0.1 Ω	1.6 A
Efficiency	V_{in} = 28 V I_O = 1.0 A	71%