

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

85020

**BİR DC MOTORUN HIZ, DEVİR YÖNÜ,
AKIM ve SICAKLIK PARAMETRELERİNİN
RS-232 ARABİRİMİ ve TELEFON HATLARI
ARACILIĞIYLA KONTROLÜ ve İZLENMESİ**

Elek. Müh. Alper GÜVERCİN

**F.B.E Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Gülderen YILDIRMAZ

TEC YÜKSEKÖĞRETİM ENSTİTÜSÜ

85020

İSTANBUL, 1999

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ	i
KISALTMA LİSTESİ.....	ii
ŞEKİL LİSTESİ.....	iii
ÇİZELGE LİSTESİ	iv
ÖNSÖZ	v
ÖZET.....	vi
ABSTRACT	vii
1. GİRİŞ	1
2. TELEFON HATLARI ARACILIĞIYLA VERİ İLETİMİ	2
2.1 Telefon Hatları Aracılığıyla Haberleşmenin Kısa Tarihçesi.....	2
2.2 Telefon Hatlarında Sayısal Veri İletimi	2
2.3 DTE ve DCE.....	3
2.4 Kontrol ve İzleme Sistemleri.....	4
3 KONTROL UYGULAMASI.....	6
3.1 d.c. Motor Kontrol Kartı	6
3.2 Digital-Analog Converter DAC	7
3.2.1 DAC karakteristikleri.....	7
3.2.1.1 Çözünme.....	7
3.2.1.2 Doğrusallık.....	7
3.2.1.3 Oransal doğruluk.....	8
3.2.1.4 Yerleşme zamanı	8
3.2.1.5 Isıl duyarlık	9
3.2.2 DAC hata terimleri	9
3.2.2.1 Offset hatası	9
3.2.2.2 Kazanç hatası	10
3.2.2.3 Doğrusallık.....	11
3.2.2.3.a İntegral lineersizliği	11
3.2.2.3.b Türevsel lineersizlik	11
3.2.2.4 Monotonicity.....	12
3.2.2.5 Stability.....	13
3.2.2.6 Settling time	13
3.2.2.7 Glitches	13
3.2.3 DAC devresi.....	14
3.3 Testeredişi Sinyal Generatörü	16
3.3.1 Devrenin çalışması.....	17
3.4 Karşılaştırıcı	17
3.4.1 Kare dalga PWM yöntemi.....	18

3.4.2	LM 311 komparatörü	18
3.4.3	PWM devresinin çalışması	19
3.5	MOSFET Sürme Devresi.....	20
3.5.1	Güç MOSFET'leri.....	20
3.5.2	Güç MOSFET'lerinin yapısı.....	21
3.5.2.1	Genel karakteristikleri.....	22
3.5.2.2	Isı etkisi.....	24
3.5.2.3	Gate parametreleri.....	25
3.5.2.4	Frekans uygulaması	25
3.5.2.5	Çıkış karakteristikleri.....	26
3.5.3	Güvenli çalışma bölgesi.....	26
3.5.4	Güç MOSFET'lerinin sürülmesi.....	28
3.5.4.1	Transformatör üzerinden potansiyelsiz sürme.....	31
3.5.4.2	Opto kuplör üzerinden sürme.....	32
3.5.5	MOSFET sürücü devre şeması.....	33
3.6	Gerilim frekans dönüştürücü	33
3.6.1	Gerilim yükseltme katı	34
3.6.2	VCO devresi.....	35
3.6.3	Frekans bölücü katı	35
3.7	Sıcaklık Ölçme Devresi.....	36
3.8	Enkoder Devresi.....	38
3.9	Fren ve Yön Kontrol Devresi.....	38
3.10	PWM Bloke Devresi.....	39
3.11	24V Fren, Yön Röleleri ve d.c. Motor İçin Güç Kaynağı.....	40
4.	KONTROL UYGULAMASINDA KULLANILAN DEVRE ŞEMALARI	41
5.	KONTROL PROGRAMININ ÇALIŞMASI.....	60
6.	SONUÇ	62

KAYNAKLAR

EKLER

IRF 630
MC 1408
LM 331

ÖZGEÇMİŞ

SİMGE LİSTESİ

D	t_p/T elemanın bağıl iletimde kalma süresidir.
Δ	Giriş değerinin 1 LSB değişmesi sonucu çıkıştaki maximum gerilim değişimi
ΔV_{os}	İdeal çıkış 0 olduğunda gerçek çıkışın ideal çıkıştan sapması
ε	Doğrusallık hatası
f_{out}	VCO çıkış frekansı
R_{bulk}	p tabakası arasında oluşan n kanalı direnci
R_{chon}	Gate altı kanal bölgesi direnci
$r_{DS(on)}$	Drain-source arası direnç
R_{ext}	Bağlantı ve dış etki direnci
T	Darbe periyodu
T_A	Çevre sıcaklığı
T_{jmax}	Maksimum jonksiyon sıcaklığı
t_{off}	RCO çıkışının 0 seviyesinde kalma süresi
t_{on}	RCO çıkışının 1 seviyesinde kalma süresi
T_{out}	Karşılaştırmacı çıkış işareti
t_p	Darbe süresi
U_{DS}	Maximum drain-source gerilimi
$V_{çıkışmax}$	Sinyal üretici maximum çıkış gerilimi
V_{exmax}	Op-amp çıkış gerilimi
V_{in}	Op-amp giriş gerilimi
V_o	DAC çıkış gerilimi
V_{ref}	DAC giriş referans gerilimi
V_{T4}	T_4 tranzistörü çıkış gerilimi
Z_{th}	Geçici termik empedans

KISALTMA LİSTESİ

CRT	Catode Ray Tube
DAC	Digital Analog Converter
DCE	Data Communication Equipment
DTE	Data Terminal Equipment
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PWM	Pulse Width Modulation
RCO	Resistor Controlled Osc.
RS	Recomended Standart
VCO	Voltage Controlled Osc.



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1	Modem aracılığıyla bilgisayarların haberleşmesi	3
Şekil 2.2	Kontrol ve izleme sistemi blok şema	5
Şekil 3.1	D.c. motor kontrol kartı blok diyagramı	6
Şekil 3.2	MC 1408 D-A transfer karakteristiği	7
Şekil 3.3	Yerleşme zamanı	8
Şekil 3.4		8
Şekil 3.5	Offset hatası	10
Şekil 3.6	Skala faktörü (kazanç) hatası	10
Şekil 3.7	Lineer olmama (lineersizlik) hatası	11
Şekil 3.8	Monotik olmama (fazla türevsel olmama)	12
Şekil 3.9	Analog çıkışta çeşitli lineer olmama durumlarının grafik halinde gösterimi ..	12
Şekil 3.10	MC 1408 DAC blok diyagramı ve gerilim çıkışı için devre şeması	15
Şekil 3.11	d.c. gerilim takipçi ve gerilim bölücü devre ile V_{ref} gerilimi oluşturulması ..	16
Şekil 3.12	Testeredişi sinyal üretici devre şeması	16
Şekil 3.13	Kare dalga PWM'in elde edilmesi	18
Şekil 3.14	311 komparatörü bağlantı şeması ve giriş çıkış grafikleri	19
Şekil 3.15	PWM devresi	20
Şekil 3.16	Sekonder devrilmenin bipolar transistör karakteristiklerine etkisi	21
Şekil 3.17	MOSFET'in iç yapısı ve bağlantı terminalleri	22
Şekil 3.18	Drain-source arası direnç karakteristiği	23
Şekil 3.19	Küçük ve büyük çipler için $r_{ds(on)}$ karakteristiği	24
Şekil 3.20	MOSFET'in anahtarlama hızını belirleyen giriş kapasitesi ve direnci	25
Şekil 3.21	MOSFET'in akım-gerilim karakteristiği	26
Şekil 3.22	IR 305 MOSFET'in SOA eğrisi	27
Şekil 3.23	Bir MOSFET'in geçici termik empedans eğrisi	28
Şekil 3.24	Omik yükte çalışan bir MOSFET'in açma kapama eğrileri	29
Şekil 3.25	MOSFET'in iki, paralel bağlanmış TTL sürücüsüyle sürülmesi	29
Şekil 3.26	Eşlenik çıkış katlı sürücü	29
Şekil 3.27	CMOS sürücüsüyle MOSFET'in sürülmesi	30
Şekil 3.28	Çıkış katıyla sürücü arasındaki geri besleme ile darbe şekillendirme	30
Şekil 3.29	Şekil 3.27'deki devre ile elde edilen dalga şekilleri	30
Şekil 3.30	Transformatör bağlamalı sürücü	31
Şekil 3.31	Doğru gerilim kenetlemeli sürücü devre	31
Şekil 3.32	Eşlenik MOSFET katlarında transformatör bağlantısı	32
Şekil 3.33	Opto kuplörlü sürücü devre	32
Şekil 3.34	6 adet paralel bağlı NOT GATE ile gerçekleştirilmiş MOSFET sürücü	33
Şekil 3.35	Gerilim yükseltme katı devre şeması	34
Şekil 3.36	VCO devresi	35
Şekil 3.37	Frekans bölücü devre	36
Şekil 3.38	Sıcaklık-frekans dönüştürme devresi	37
Şekil 3.39	Direnç-frekans eğimi	37
Şekil 3.40	Enkoder devresi	38
Şekil 3.41	Fren ve yön kontrol devresi	39
Şekil 3.42	PWM bloke devresi	39
Şekil 3.43	Fren ve yön röleleri için gerilim kaynağı	40
Şekil 3.44	d.c. motor için gerilim kaynağı	40
Şekil 5.1	kontrol programı ekran görüntüsü	60

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 4.1	Çizimlerde kullanılan semboller ve açıklamaları	41
-------------	---	----



ÖNSÖZ

Bu çalışmada, bir d.c. motora ait hız, sıcaklık, akım ve devir yönü bilgilerinin, telefon hatları aracılığıyla uzak mesafelerden kontrolü gerçekleştirilmiştir. Kullanılan yöntemin açıklanması ve kontrol kartını oluşturan devrelerin anlatılmasının yanısıra, bu kontrol yönteminde adı geçen; Telefon Hatları Aracılığıyla Veri İletimi, DAC Karakteristikleri, Güç Mosfetleri konularının anlatımına da yer verilmesi tezimin faydalı olacağı konusundaki inancımı olumlu yönde etkilemektedir.

Bu konuyu seçmemi sağlayan ve yardımlarını esirgemeyen tez danışmanı hocam Yrd. Doç. Dr. Gülderen YILDIRMAZ'a, çalışmalarına katkıda bulunan Murat NERGİS ve Orhan TURAN'a teşekkür ederim.



ÖZET

PC'deki kontrol programından seri kanala çıkarılan ve mikrodnetleyici tarafından değerdendirilen 1 byte'lık hız bilgisi, 8751'in P0 port'unun çıkışına bağlanan DAC yardımıyla analog bilgiye dönüştürölür. Buradaki ayarlanabilen d.c. gerilim testeredişi sinyal üreteci ile karşılaştırılarak PWM dalga şekli elde edilir. Motorun hızını ölçmek için motor miline bağlı olan bir enkoderin ürettiği dikdörtgen işaretler kullanılır. Sıcaklık bilgisi motorun sargılarına yerleştirilen NTC termistör ve buradaki sıcaklık bilgisini dikdörtgen işarete çeviren bir ara devre yardımıyla ölçölür. Akım bilgisi için akım gerilim dönüştürücüsü ve gerilim frekans dönüştürücüsü kullanılmıştır.

Tüm bu bilgiler mikro denetleyici P2 port'undan darbe sayma yöntemi ile okunur değerdendirilir ve seri kanala çıkarılır. Bilgisayar programı ile bu bilgiler ekranda izlenebilmektedir. Motorun devir yönü, frenlemesi ve hızı sıfır yapmak için kullanılan PWM bloke özelliği mikrodnetleyici P2 port'undan kumanda edilen rölelerle sağlanır. Bu rölelerin on-off bilgileri bilgisayar programından gönderilir. Bu bilgiler mikrodnetleyicinin seri kanalına aktarılır ve gereken kontroller sağlanır. Bilgisayar ekranındaki program PC Anywhere aracılığıyla uzaktaki bilgisayardan görölülebilmekte, aynı izleme ve kontrol bu programın özelliği nedeni ile Slave P.C.' dende gerçekleştirilebilmektedir.

Anahtar Kelimeler: Modem, Seri haberleşme, Mikrodnetleyici, PWM, Yazılım



ABSTRACT

The 1 byte speed knowledge that is taken from the PC's control programme to the switch channel and by the microcontroller appreciated, changes to analog knowledge by the help of DAC that is connected to P0 port's exit. Here regulated d.c. voltage signal producer mixed with PWM and becomes as a wave. To control the motor's speed the rectangle signals are used that are produced by an encoder and connected to motor. The heat knowledge is measured by the help of NTC that is sets motor's wires and heat knowledge that can be changed to the rectangle sign. For the current knowledge the current-voltage transformation and voltage-frequency transformation are used.

All these knowledges microcontroller from P2 port can be read by the stroke enumeration method and taken to switch chanel. These informations can be monitored on thr screen by the computer programme. Motor's circuit direction, restrain and to make the speed zero the microcontroller from P2 port can be directed by the relays. These relays on-off informations send computer programme. These in informations taken to microcontroller's switch channel and needed controls can be done. The programme on the computers screen can be seen from the farest computer by the help of the PC Anywhere, this screen and control can be done in slave PC because of this programme's ability.

Keywords: Modem, Serial communication, Microcontroller, PWM, Software



1.GİRİŞ

Telefon hatları aracılığıyla veri iletimi günümüzde yaygın olarak kullanılmaktadır. Sayısal veri iletiminin doğal sonucu olarak, modemlerin ve veri iletiminin daha sağlıklı, hatasız bir biçimde gerçekleştirilmesini sağlayan yardımcı cihazların endüstriyel kontrol tasarımlarında yer alması, endüstriyel yatırımların daha az maliyetli ve zahmetli olmasını olanaklı kılmaktadır. Elde edilen bilgilerin uzak yerlere taşınması, izlenmesi ve endüstriyel cihazların kontrolünün gerçekleştirilmesi, yazılım ve donanım teknolojisinin gelişmesine bağlı olarak oldukça basite indirgenmiş, piyasada bulunan paket programlar ve endüstriyel kontrol cihazları vasıtası ile çok karmaşık otomasyon problemlerine dahi oldukça basit çözümler getirmek mümkün hale gelmiştir.

Bu tezde, bir dc motorun PWM yöntemi ile kontrolü gerçekleştirilmiş ve yazılım teknolojisinin olanakları kullanılarak, telefon hatları aracılığıyla, kontrol ve izleme problemine bir çözüm sunulmuştur.

d.c motora ait hız, sıcaklık, akım ve devir yönü bilgileri; içerisinde mikrodenetleyici ve seri haberleşme birimi bulunan bir kontrol kartı yardımıyla değerlendirilmekte ve kartın bilgisayarla haberleşmesi sağlanmaktadır. RS 232 yardımıyla seri kanaldan elde edilen bu bilgiler, Delphi görsel programlama dili ile yazılmış bir program vasıtasıyla izlenebilmekte ve kontrol kartına veri gönderilebilmektedir. PC Anywhere adlı paket program kullanılarak uzak mesafeden bu bilgilerin kontrolü ve izlenmesi sağlanmıştır.

2. TELEFON HATLARI ARACILIĞIYLA VERİ İLETİMİ

2.1 Telefon Hatları Aracılığıyla Haberleşmenin Kısa Tarihçesi

1940'ların sonunda ilk elektronik bilgisayarlar geliştirildiğinde askeri kaynaklı olmayan uzun mesafe haberleşmesine çözüm Bell sistemi tarafından getirildi. Uzak konumlardaki bilgisayarlar arasındaki veri iletişimi için var olan Bell şebekesinin teknik potansiyelini uygulamak, bilgisayar tasarımcıları için uzun zaman almadı. 1950'de Amerikan Savunma Bölüm'ü IBM ve AT/T telefon şebekesi üzerinden sayısal veri göndermek gibi karışık ve ilk önemli projesine girişti. Bu proje SAGE (Semi Automatic Ground Enviroment) olarak adlandırıldı ve Kuzey Amerika savunması için tasarlandı. Toplanan radar verileri merkezi bir bilgisayardan telefon hatları aracılığıyla 1200 bps ile coğrafik olarak dağılmış uzak konumlara gönderildi.

1958'de ilk SAGE bölgesi işlemeye başladığında telefon şebekesinin veri iletişimi için kullanılışı telefon hatlarına hard-wired bağlanmış ve modem adı verilen cihazlarla oldu. Kullanıcı bir bilgisayar terminalini bir odadan başka bir odaya taşımak istediğinde telefon şirketine para ödemek zorundaydı. Bu durumda modem tesisatı o konumdan çıkartılıyor, veri hattı yer değiştiriyor ve yeni konuma getiriliyordu.

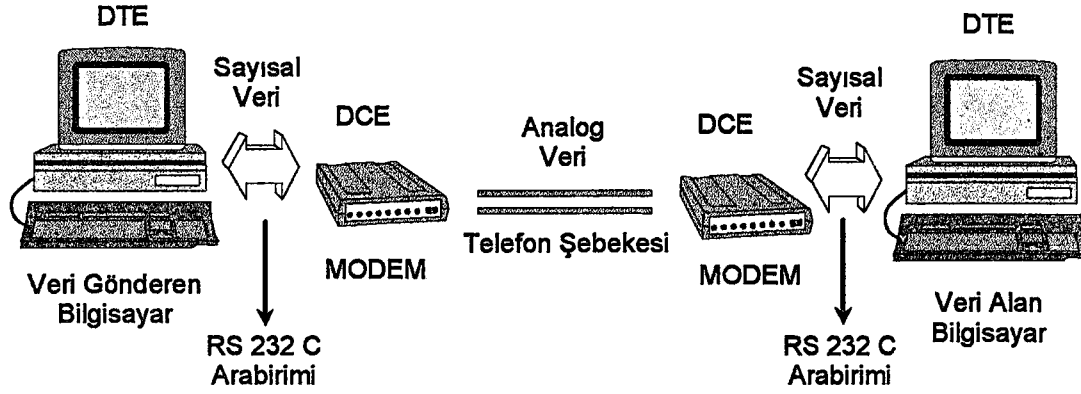
1967'nin ilk günlerinde Stanford Araştırma Enstitüsünde bir mühendis olan John Van Geen ilk portatif modemi tasarladı. Bu tasarımı gören Reid Anderson modemi ticari olarak endüstriyel pazarlar için Anderson-Jacobson adındaki yeni şirketinde üretmeye karar verdi. 1967 ağustosunda içinde ilk ticari akustik portatif modem piyasaya sürüldü.

2.2. Telefon Hatlarında Sayısal Veri İletimi

Telefon şebekesi tarafından kullanılan hatların fiziksel karakteristikleri sayısal işaretleri doğrudan iletmeye uygun değildir. Eğer telefon şebekesi veri iletişimi için kullanılacaksa, işaretler ses frekansı spektrumlarına dönüştürülmek zorundadır. Bu frekans spektrumu 0.4 kHz ile 4 kHz bölgesini kaplar.

Telefon hatları üzerinden sayısal veri haberleşmesi ihtiyacı yukarıda anlatıldığı üzere modemlerin icad edilmesine sebep olmuştur. Modem kelimesi MODülatör ve DEModülatör

kelimelerinden türetilmiştir. Şekil 2.1 tipik bir haberleşme konfigürasyonunda modem fonksiyonunu anlatmaktadır.



Şekil 2.1 Modem aracılığıyla bilgisayarların haberleşmesi

Bir bilgisayardan uzaktaki bir bilgisayara veri göndermek için veri bilgisayar sisteminin seri I/O port'undan dışarıya çıkarılmalıdır. Eğer veri telefon şebekesi üzerinden iletilecekse seri I/O port'u bir RS 232 C kablusuyla modeme bağlanmalıdır. Modem bilgisayarın sayısal işaretlerini , uzak konuma telefon hatlarıyla iletmek için uygun modüle edilmiş analog işaretlere çevirerek telefon hattına verir. Telefon hattının diğer ucundaki modem, sayısal bilgiyi tekrar elde etmek için analog işareti demodüle eder.

Seri haberleşmede kullanılan RS 232 C standardı EIA tarafından 1969'da yayınlanmıştır. RS harfleri "Recomended Standart" kelimelerinin kısaltmalarından elde edilmiştir. 232, bu standardın kimlik numarasını, C harfi ise baştan sona kaç defa gözden geçirildiğini göstermektedir.

2.3 DTE ve DCE

RS 232 C standardı, tam olarak Veri Terminal Cihazı (Data Terminal Equipment-DTE) ve Veri Haberleşme Cihazı (Data Communcation Equipment-DCE) arasındaki haberleşmenin şeklini tayin eder.

DCE, aynı seviyede tutulmak istenen işaret fonksiyonlarını, bir bağlantı sonlandırılmasını, işaret dönüşümü yapmayı ve veri devresiyle Veri Terminal Cihazı arasındaki haberleşme için kodlama

isteğini sağlar. DCE, kaynağından varış noktasına olan veri haberleşmesini kolaylaştırır. Örnek olarak Modem verilebilir.

DTE, veri kaynağı, veri birikim yeri veya her ikisini de kapsar. Cihaz genellikle;

- * Denetim lojiği
- * Tampon hafıza
- * Bir veya daha fazla giriş çıkış ünitesi

Ayrıca;

- * Hata kontrol
- * Senkronizasyon
- * İstasyon tanıma yeteneği.

fonksiyonel ünitelerini kapsar.

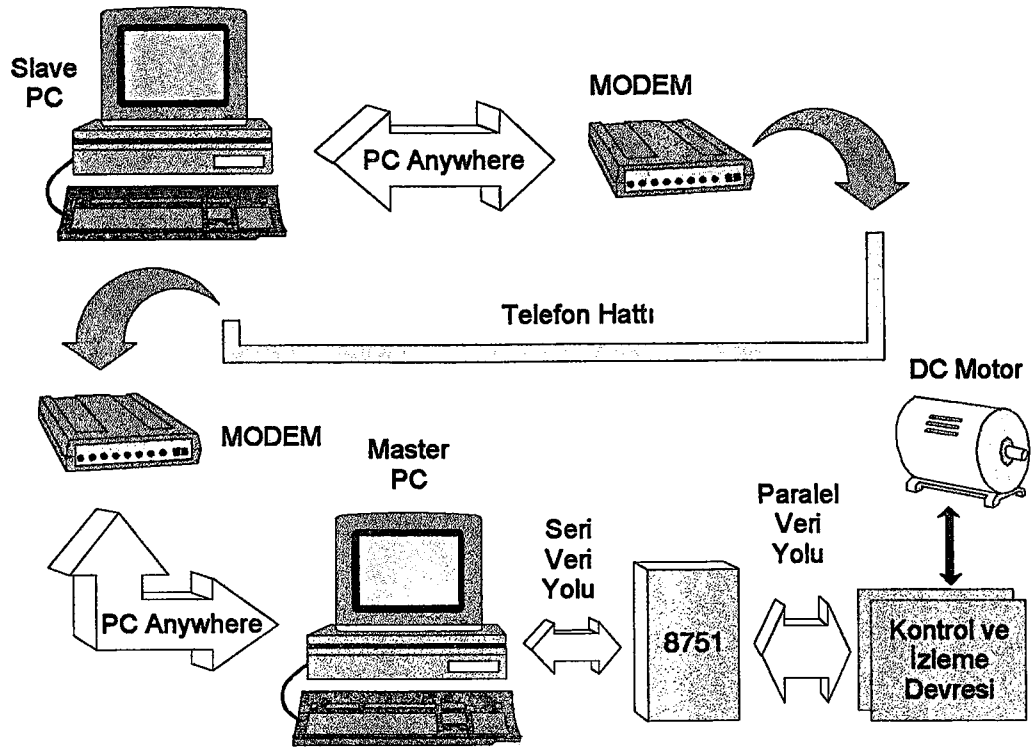
DTE asıl kaynak ve/veya verinin varış noktasını temsil eder. DTE'ye örnek olarak, CPU, CRT, Klavye ve printer verilebilir.

2.4 Kontrol ve İzleme Sistemleri

Günümüz teknolojisinde DCE'ler arası haberleşme ayrı bir uzmanlık konusu haline gelmiştir. Bu uzmanlık alanının amacı mümkün olduğu kadar hızlı, problemsiz ve kayıpsız veri iletimi sağlamaktır.

Modem üreticileri, kendi haberleşme protokollerini değişik tasarımlarla, farklı modemlerin uyum içerisinde çalışabilmelerine engel teşkil etmeyecek şekilde tasarlamaktadırlar. DCE - DTE ve DCE - DCE arasındaki haberleşmeler ise PC Anywhere gibi paket programlar ile neredeyse tamamı ile yazılım ağırlıklı olarak gerçekleştirilmektedir.

Endüstriyel kontrol amacı ile yazılım ve donanım destekli olarak telefon hatlarının kullanımı, uzak mesafelerden kontrol ve veri izlemeyi mümkün hale getirmiştir. Bu tezde kullanılan telefon hattı ile uzak mesafeden DC motor kontrol ve izleme sistemi blok şeması Şekil 2.2'de verilmiştir. Diğer bölümlerde blok şema üzerindeki kısımlar tek tek ele alınacaktır.

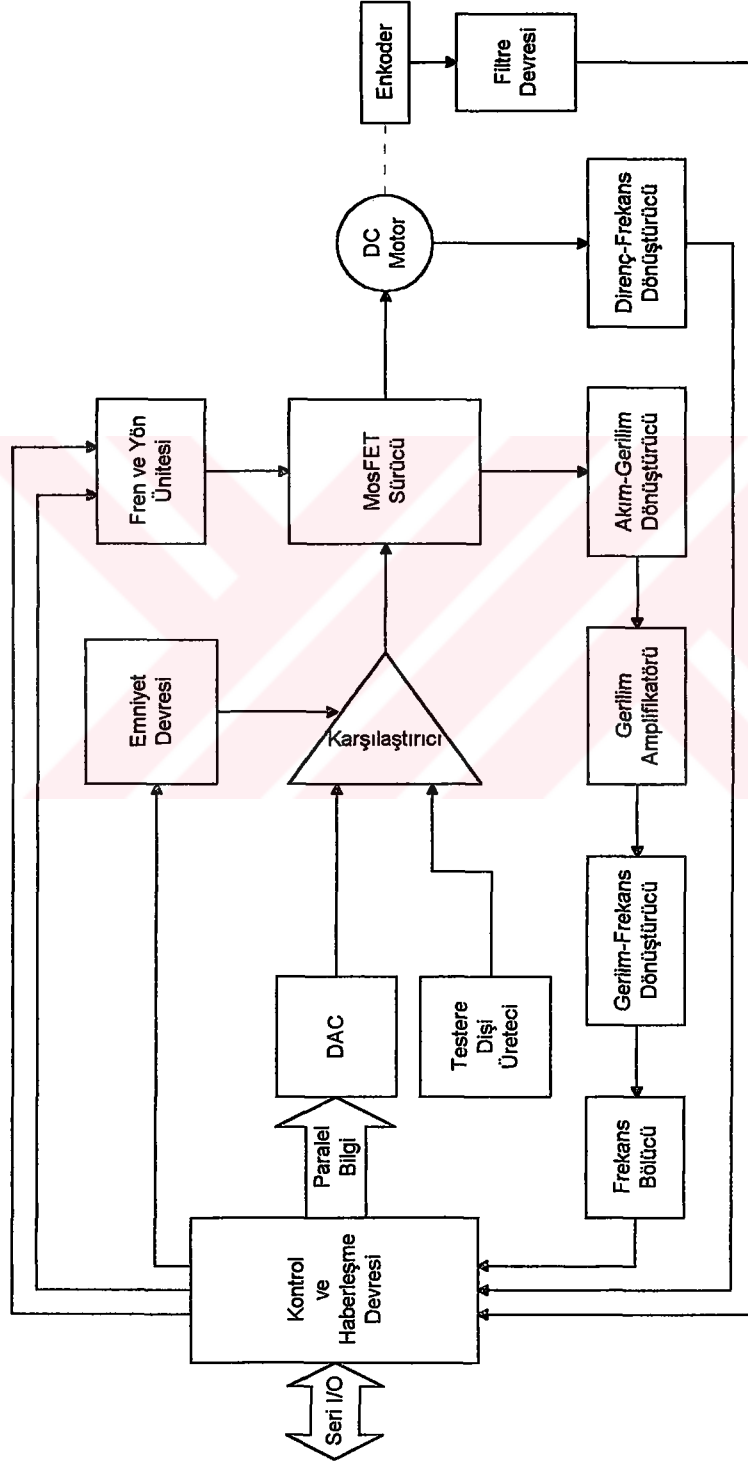


Şekil 2.2 Kontrol ve izleme sistemi blok şema

3. KONTROL UYGULAMASI

3.1 DC Motor Kontrol Kartı

DC Motor Kontrol Kart'ının üzerindeki bloklar ve birbirleri ile olan irtibatları, aşağıdaki blok diyagramda gösterilmiştir. Kart üzerindeki devre blokları, bu bölümde ayrıntılı olarak incelenecek, çalışması ve görevleri anlatılacaktır.



Şekil 3.1 DC Motor Kontrol Kart'ı blok diyagramı

3.2 Digital-Analog Converter DAC

DA çeviricilerin özelliklerini belirleyen bazı özellikler vardır ve bunlar genellikle çevirici üreticileri tarafından belirlenir. Burada DAC entegre kataloglarında verilen bilgilerin genel olarak açıklaması verilecektir. DC Motor Kontrol Kartı'nda kullanılan MC 1408 8 bit DAC entegresinin katalog bilgileri Ekler kısmında verilmiştir.

3.2.1 DAC karakteristikleri

3.2.1.1 çözünme

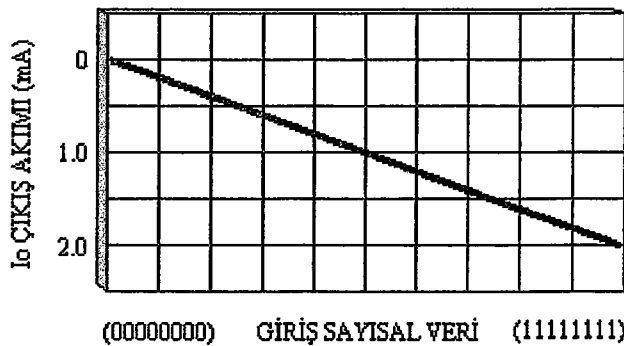
Bu terim çeviricinin sağladığı bit sayısı ile ilgilidir. Örneğin 8 giriş biti olan MC 1408 DAC entegresi 8 bit'lik çözünürlüğü olan bir çeviricidir. Full-scale akış değeri üzerinden meydana gelebilecek en büyük değişim:

$$1 / 2^8 = 1 / 256 \text{ olur.}$$

Bu çeviricinin hassasiyeti yaklaşık %0.4 olarak alınabilir.

3.2.1.2 Doğrusallık (Linearity)

İdeal bir DAC sayısal girişteki eşit artışlara karşılık, çıkışta da eşit artışlar sağlaması gerekir. Doğrusallık bu özelliğin ne kadar doğrulukla elde edilebildiğidir. Şekil 3.2'de MC 1408 entegresinin D-A transfer karakteristiği görülmektedir.



Şekil 3.2 MC 1408 D-A transfer karakteristiği

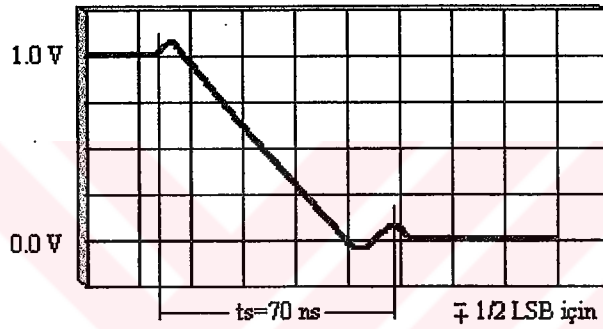
Bir çeviricinin doğrusallığı ilke olarak dirençlerin doğruluğuna bağlıdır. Ayrıca yarı iletken anahtarlar üzerindeki gerilim düşümleri de doğrusallığı etkiler. Bu elemanların her ikisi de sıcaklıkla bağımlı olduğundan, doğrusallık sıcaklıkla ters orantılı olarak değişir.

3.2.1.3 Oransal doğruluk (Relative Accuracy)

Hakiki çıkış gerilimi veya akımı ile ideal durumda olması gereken çıkış gerilimi veya akımı arasındaki farktır. Doğruluk hatası doğruluğu azaltır. Bundan başka referans geriliminin tam bir doğrulukta olamayışı, kuvvetlendirici kazancı doğruluğu azaltan diğer etkenlerdir.

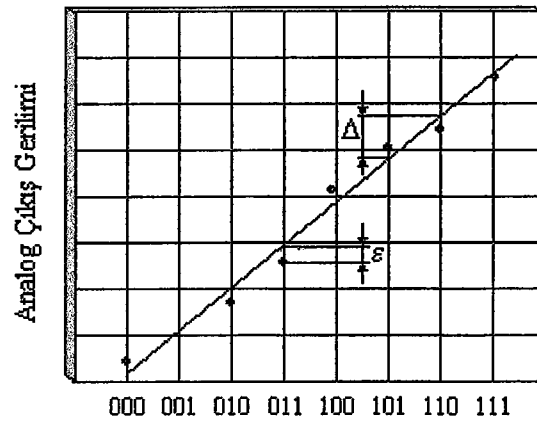
3.2.1.4 Yerleşme zamanı (Settling Time)

Pasif devrede oluşan aprasitik C ve L değerlerinden dolayı sayısal giriş uygulandığında analog değerin yeni değerine ulaşması belli bir zaman alır. Ayrıca transistörler ve diğer aktif elemanlarda bu süreyi arttırırlar. MC 1408 entegresinin tüm giriş bitlerinin aynı anda lojik 0'dan lojik 1'e yükseltilmesi sonucu çıkışın yerleşme zamanı Şekil 3.3'de verilmiştir.



Şekil 3.3 Yerleşme zamanı

Yerleşme zamanı Şekil 3.4'te kullanılan yöntemle şu şekil tanımlanmaktadır.



Şekil 3.4

Yatay eksen boyunca gerçek bir çeviriciden alınabilecek çıkışlar her giriş için noktalarla, ideal durum ise düz çizgi ile belirtilmiştir. Eğer DAC ideal olsaydı bütün noktalar doğru üzerine düşecekti. Şekildeki ϵ doğrusallık hatasını göstermektedir. ϵ gerçek değer ile ideal değer

arasındaki farktır. Şekildeki Δ , giriş değerinin 1 LSB değişmesi ile çıkışta meydana gelen en büyük gerilim değişimidir. Bir çeviricinin doğrusallığı genellikle ϵ 'nun Δ ile karşılaştırılması ile elde edilir ve 1/2 LSB'ye bağlı olarak verilir. Örneğin 1/2 LSB'den az demek 1/2. $\Delta > |\epsilon|$ olduğunu ifade eder.

Doğrusallık hatasını bir örnekle açıklayalım. Herhangi bir sayısal giriş için ϵ 'nun 1/2 Δ 'dan büyük olduğunu farzedelim. Bir sonraki giriş için ϵ 'nun negatif fakat yine 1/2 Δ 'dan büyük olduğunu düşünelim. Giriş değişimi ile çıkışın son değerine izin verilen sınırlar içerisinde yeterince yaklaşması için geçen süreye yerleşme zamanı denir. Yerleşme zamanı diğer etkenlerle birlikte kabul edilen bu yaklaşıma bağlıdır.

3.2.1.5 Isıl duyarlık (Output Current Drift)

Sabit bir sayısal giriş değeri için sıcaklık değiştiğinde analog çıkış değişecektir. Bu sıcaklık değişimi genellikle $\pm 50\text{ppm}/^\circ\text{C}$ aralığındadır. Yüksek kaliteli çeviricilerde $\pm 1.5\text{ppm}/^\circ\text{C}$ değerine kadar düşer. Sıcaklıkla değişim bütün elemanların sıcaklıkla değişimlerinin toplamıdır.

Pratikte doğruluk terimi mutlak doğruluktan çok bağıl doğruluk için kullanılır. Örneğin 10 bit'lik doğruluk ve 12 bit'lik rezülasyon veya bunun tam tersine sahip çeviriciler vardır.

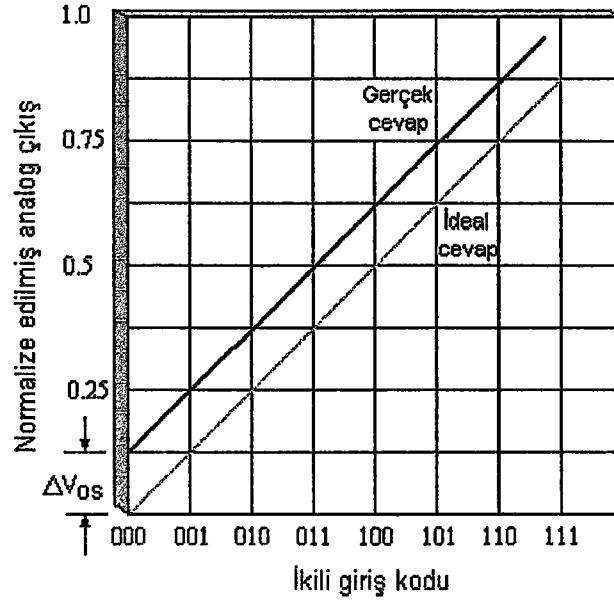
3.2.2 DAC hata terimleri

Şekil 3.5, Şekil 3.6, Şekil 3.7, Şekil 3.8'de belirtildiği gibi çeviricinin ideal analog çıkışı, şekildeki her biri sayısal giriş olarak verilmiş bar'ların yüksekliğine karşı gelen 2^N belirli çıkış seviyesinden oluşmuştur.

Pratikte karşılaşılan bu gibi sapma ve hatalar aşağıdaki grafiklerde gösterilmiştir. Bunlar kısaca anlatılacaktır.

3.2.2.1 Offset hatası

Bu ideal çıkış 0 olduğunda gerçek çıkışın ideal çıkıştan sapmasıdır. Bu Şekil 3.5'te ΔV_{OS} olarak verilmiştir.

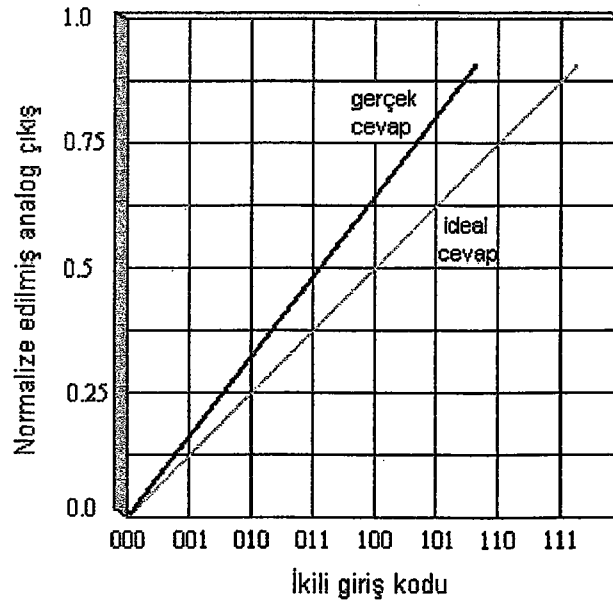


Şekil 3.5 Offset hatası

3.2.2.2 Kazanç hatası

Bu skala faktöründeki veya referans gerilimindeki doğru olmama faktörüne göre analog çıkıştaki izafi hatadır. Bu transfer karakteristiğindeki eğim değişimine karşılık gelir.

Normalde hem offset hem de kazanç hataları konvensiyonel düzenleyici teknikleri yardımıyla sıfıra indirgenebilir.



Şekil 3.6 Skala faktörü (kazanç) hatası

3.2.2.3 Doğrusallık (Linearity)

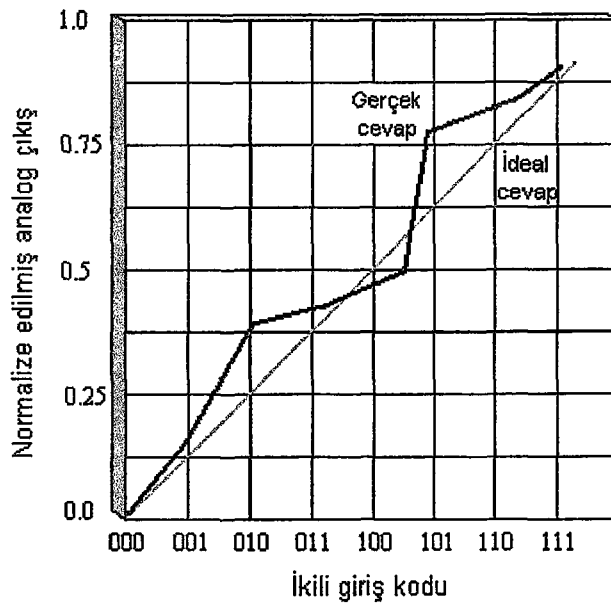
Kazanç ve offset hataları düzeltildikten sonra çıkıştaki lineer olmayan hatanın bir ölçümüdür. Esas olarak izafi adım sayısının düzenliliğinin bir ölçüğüdür. Normalde iki çeşit lineer olmayan hata vardır.

3.2.2.3.a. Integral nonlinearity (İntegral Lineersizliği)

Digital-Analog transfer fonksiyonunun ideal doğru halinden sapmasının bir ölçümüdür. Bu normal olarak sıfır ve full-scale okuması arasında (yani transfer karakteristiğinin uç noktalarında) doğrusal transfer fonksiyonundan en kötü haldeki sapması şeklinde ifade edilir. Bu en uygun doğrusal çizgiden sapma olarak şimdiye kadarki lineer olmama tanımlarından farklıdır. ve esas olarak transfer karakteristiğinin bükülmesinin bir ölçüsüdür. (Şekil 3.7) Lineer olmanın bu tanımı entegre üreticileri tarafından daha çok benimsenir. Çünkü üretim şartlarındaki ölçümler daha kolay olmaktadır.

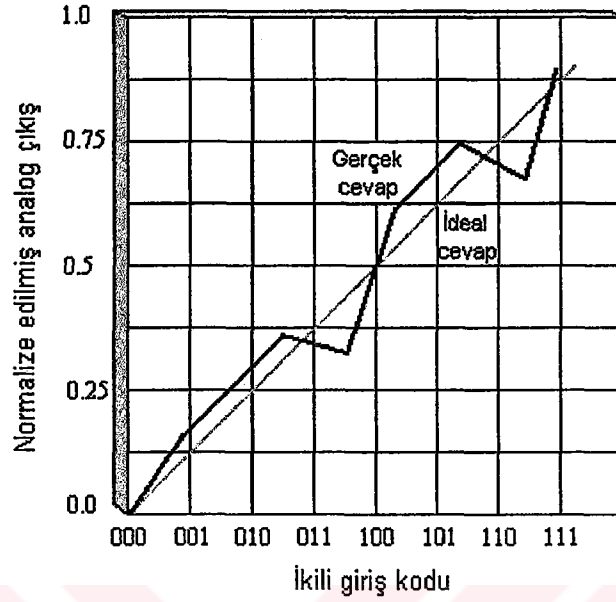
3.2.2.3.b Differential nonlinearity (Türevsel Lineersizlik)

Türevsel doğrusal olmama bitişik geçişlerde (transition) düzgün olmayan adım sayısının bir ölçüsüdür. İdeal olarak adım genişliği 1 LSB'dir. Türevsel lineersizlik her türevsel adım genişliğinin bu ideal değerden sapmasının bir ölçüsü olarak kabul edilir. Bu normalde LSB'nin bir oranı olarak gösterilir.



Şekil 3.7 Lineer olmama (lineersizlik) hatası

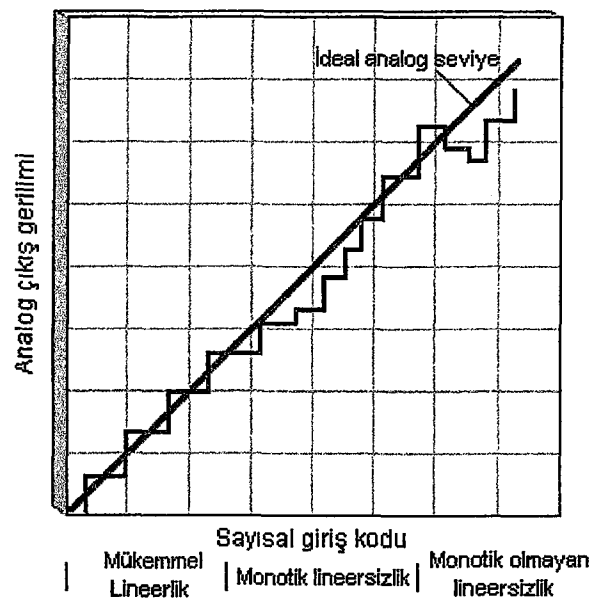
Örneğin, eğer çeviricinin maksimum türevsel lineer olmaması ± 1 LSB ise, bitişik geçişler arasındaki izin verilen minimum ve maksimum adım genişliği $1/2$ LSB ve $1-0.5$ LSB olur. Kazanç ve offset hatalarından farklı olarak doğrusal olmama hataları giriş sayısal koduna bağlı olurlar. Basit bir kırpmaya işlemi ile düzeltilemezler.



Şekil 3.8 Monotik olmama (fazla türevsel olmama)

3.2.2.4 Monotonicity (Yeknesaklık)

DAC'ın yeknesaklığı, sayısal kod devamlı arttırıldığı zaman analog çıkışın devamlı bir yükseliş göstermesidir. Giriş kodlarının yükselmesindeki dinamik bölge içinde herhangi bir noktada analog çıkış azalıyorsa, DAC yeknesak değildir.



Şekil 3.9 Analog çıkıştaki çeşitli lineer olmama durumlarının grafik halinde gösterimi

Yeknesak olmama Şekil 3.8’de gösterildiği gibi türevsel lineersizliğin aşırı olmasının bir sonucu olarak ortaya çıkar. Yeknesaklık, türevsel lineersizlik hatasının her zaman ± 1 LSB’den küçük olduğu durum olarak kabul edilebilir. Şekil 3.9’da analog çıkışta oluşan yeknesak ve yeknesak olmayan lineer olmamaların grafik olarak gösterimi mevcuttur. Özellikle eğer çevirici ADC devrede geri besleme hattında kullanılmışsa, yeknesaklık DAC’lar için önemli bir gereksinimdir. Böyle bir durumda yeknesaklık eksikliği çevirici çıkışındaki sayısal kodların kaybolmasına neden olur ve dolayısıyla da bir çok uygulamaları da kullanışsız hale getirir.

3.2.2.5 Stability (Kararlılık)

DAC performansı zaman, sıcaklık ve besleme gerilimine göre değişebilir. Böylece kazanç, ofset, integral ve türevsel lineersizliklerin hepsinin genelde faydalı olabilmeleri için bir besleme gerilimi ve çalışma sıcaklığı sınırları içinde belirlenmesi gerekir.

Çeviricinin, bütün sıcaklık ve besleme gerilimi ve çalışma sıcaklığı sınırları içinde yeknesak olup olmadığının bilinmesi önemlidir.

3.2.2.6 Settling time (Yerleşme Zamanı)

Yerleşme zamanı girişteki sayısal bir kod değişimi ardından, çevirici çıkışının belirli bir hata bandı içinde (tipik olarak $\pm 1/2$ LSB) sonuç değeri civarında yerleşmesi için geçen zamandır. Bu dahili lojik devresinin anahtarlama zamanı ve parazitlik düğüm kapasitelerinden oluşan devre geçişlerinin zamanından saptanabilir.

En küçük DAC yerleşmesi akım toplama kuvvetlendiricisinin yer almadığı akım anahtarlı, akım çıkışlı çeviricilerdir. Bu gibi devreler $\pm 1/2$ LSB’lik doğruluğa 300ns içinde yerleşme sağlayabilir. Dahili akımın belli bir gerilim seviyesine çevirildiği gerilim çıkışlı DAC’lerde, sistemin yerleşme zamanı kuvvetlendirici bölümün yerleşme süresindeki hızın az olmasından dolayı birkaç mikrosaniyede sınırlıdır. Yerleşme süresi ilk olarak MSB’nin yerleşmesi üzerine üstünlük kazanmıştır. Daha düşük bit’lerde yerleşme zamanı genelde dikkate alınmaz.

3.2.2.7 Glitches (İğneler)

Yüksek hızdaki DAC’lerde çeviricilerdeki bir problem, çevirim işlemi sırasında glitche adı verilen geçiş ani darbelerinin varlığıdır. Glitche’ler, akım skalalı DA çeviricilerle ilgilidir ve çevirici içindeki çeşitli akım kaynaklarından olan anahtarlama küçük zaman farkları veya eşit olmayan gecikmelerde meydana gelir. Glitche’ler bir grup LSB akım kaynağının devreden

çıkıldığı sırada, MSB akım kaynağının devreye girdiği büyük geçişlerde oluşur. 011'den, 111'e veya 100'dan, 000'a değişmesi örnek olarak verilebilir. Çıkış glitche'leri bir analog çıkışın video veya CRT ekranındaki görüntüsü üretildiğinde rahatsız edici olur.

Glitche'lerin, varlığı bit sinyallerinin anahtarlama gecikmelerinin eşitlenmesi için dikkatli bir devre tasarımı ile bir örnekleme ve tutma devresi kullanmak suretiyle an aza indirilebilir.

3.2.3 DAC devresi

Devre, MC 1408 8 bit çözünürlüğe sahip DAC entegresi ile gerçekleştirilmiştir. PWM işaretini üretmek için kullanılan yöntem; testeredişi üretici ile, genliği 0-10V arasında ayarlanabilen bir d.c. işareti karşılaştırmaktan ibarettir. Genliği ayarlanabilen d.c. işaret çıkışını, girişini 8751 mikrodenetleyicisinin P0 portundan alan MC 1408 enetgresi sağlamaktadır. Ancak MC 1408 akım çıkışlıdır. Bu yüzden 4 numaralı pin'in çıkışına 741 op-amp'ı ile tasarlanan bir akım gerilim çeviricisi bağlanmıştır. Devrenin çıkış akımını veren formül; A1 MSB, A8 LSB olmak üzere aşağıda verilmiştir:

$$V_o = \frac{V_{ref}}{R_1 + P_1} (R_5) \left\{ \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right\} \quad (3.1)$$

V_o 'ın 0-10V arası ayarlanabilen bir değerde olması için:

V_{ref} : 2 V

R_1 : 220 Ω

P_1 : 1 k Ω

R_4 : 1k Ω (Referans akım yükseltecinin negatif girişini toprağa bağlayan direnç)

R_5 : 4k7

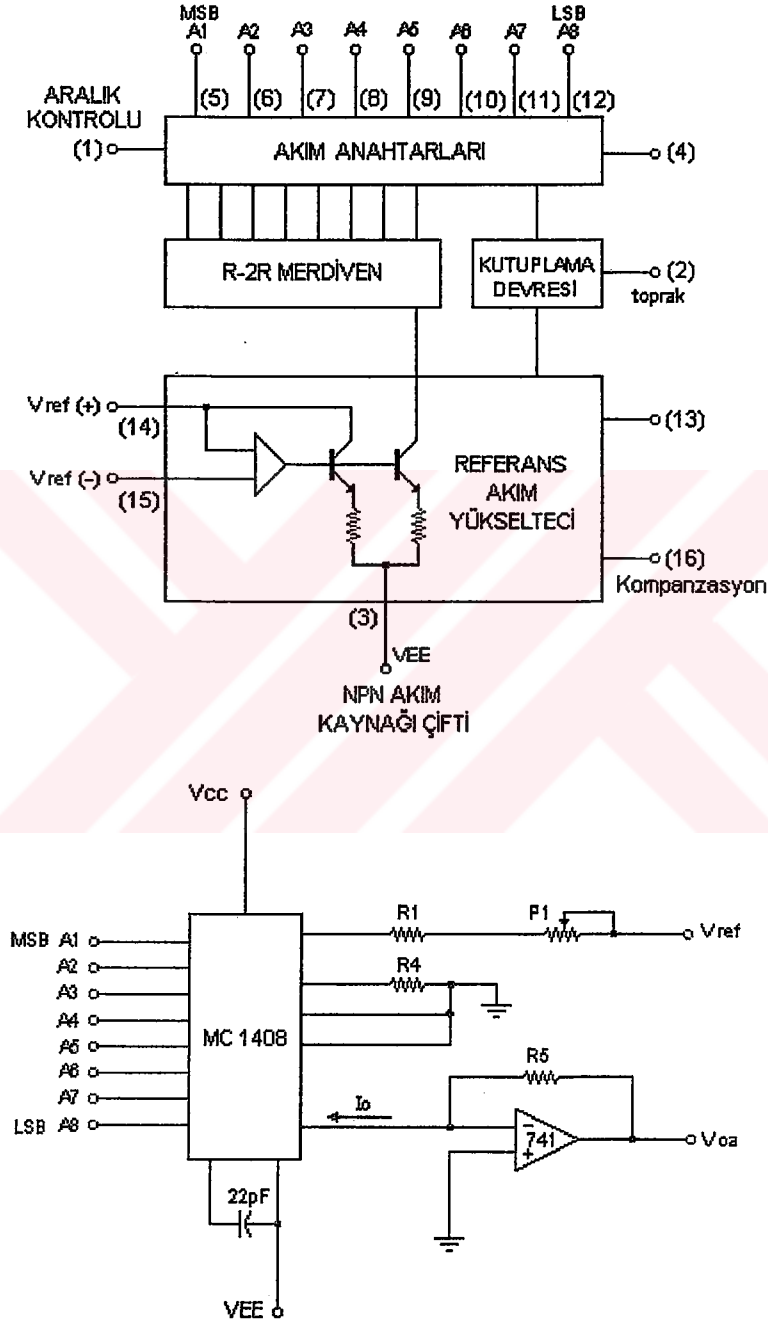
seçilen bu değerlere göre:

girişe FFH değeri uygulandığında, çıkış geriliminin minimum değeri, Denklem (3.1)'den;

$$V_o = \frac{2}{220+1000} (4700) \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16} + \frac{1}{32} + \frac{1}{64} + \frac{1}{128} + \frac{1}{256} \right\} = 7.675V$$

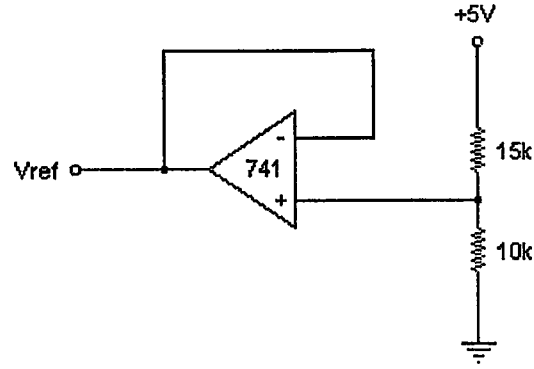
olarak elde edilir.

P1 potansiyometresi ayarlanarak gerilim, FFH değeri için 10V'a ayarlanır. Şekil 3.10'da Motorola MC 1408 DAC'ın blok diyagramı ve gerilim çıkışı sağlamak için gerekli olan bağlantı şeması görülmektedir.



Şekil 3.10 MC 1408 DAC blok diyagramı ve gerilim çıkışı için devre şeması

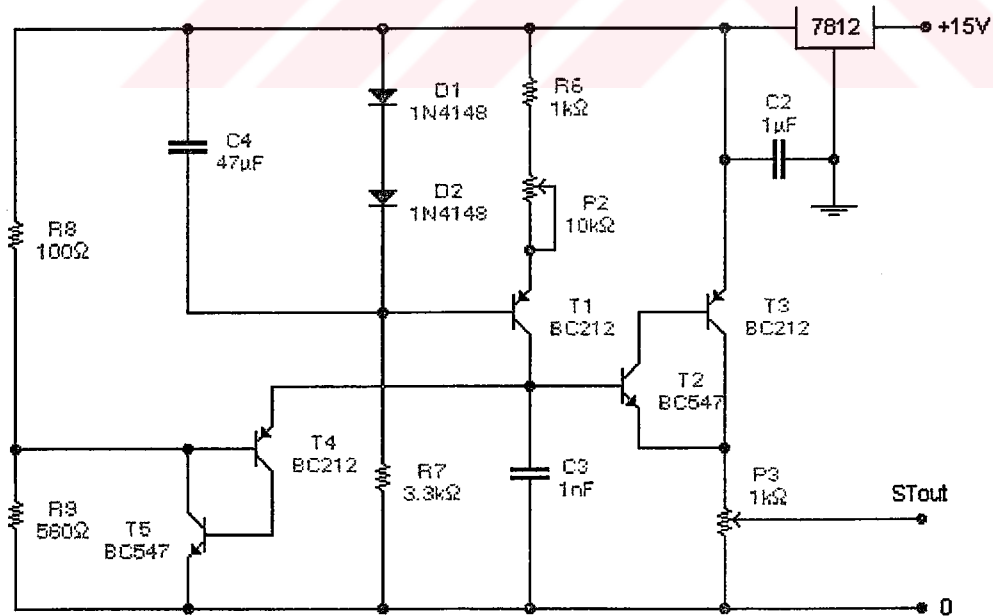
Entegrenin 14 nolu bacağına uygulanması gereken $V_{ref}=2V$ 'luk gerilim bir gerilim bölücü ve d.c. gerilim takipçisi ile sağlanmıştır. Şekil 3.11'de V_{ref} için gerekli devre şeması verilmiştir.



Şekil 3.11 d.c gerilim tekipçisi ve gerilim bölücü devre ile Vref geriliminin oluşturulması

3.3 Testeredişi Sinyal Generatörü

Testeredişi sinyal üretmek için 5 adet transistörden oluşan basit bir devre kullanılmıştır. Bu devrenin avantajı testeredişi dalga şeklinin genliğinin ve frekansının birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilmesidir. Devre 12 voltluk gerilimle çalışmaktadır. Kontrol kartının besleme gerilimine uyması açısından +15 voltluk d.c. gerilim LM 7812 gerilim entegresiyle +12 voltluk d.c. gerilime düşürülmüştür. Devre Şekil 3.12’de görülmektedir.



Şekil 3.12 Teseteredişi sinyal üretici devre şeması

3.3.1 Devrenin çalışması

T1 burada sabit akım kaynağı olarak bağlanmıştır. T2-T3 emiter takipçisinin yüksek giriş empedansından dolayı T1'in sağladığı bütün akım C3 kondansatörünü doğrusal bir akımla şarj etmek için kullanılır.

Besleme gerilimi 12 volt olmak üzere T4'ün baz gerilimi R8 ve R9 gerilim bölücü dirençleri ile

$$V_{T4} = 12 \times R9 / (R8 + R9)$$

$$V_{T4} = 12 \times 560 / (100 + 560)$$

$$V_{T4} = 10.2 \text{ V olur.}$$

Normalde T4 ve T5 transistörleri kesimdedir. C3 kondansatörü üzerindeki gerilim dolayısıyla da T4'ün emiter gerilimi yaklaşık 10.9 volt'a yükseldiğinde T4 iletime geçer. T4'ün kollektöründen T5'in bazına olan pozitif geri beslemeden dolayı T5 de iletime geçer ve T5'in kollektöründeki pozitif geri besleme T4'ü iletimde tutar. C3 kondansatörü T4 ve T5 üzerinden ani bir şekilde boşalır, bu transistörler kesime gider ve bu işlemler periyodik olarak devam eder.

T2 ve T3 transistörlerinden oluşan emiter takipçisi çifti çıkışta tampon görevi yapar ve çıkış gerilimi P3 vasıtası ile ayarlanabilir. P2, C3 kondansatörünün şarj akımını ve dolayısı ile de frekansı ayarlar. R8 ve R9, T4'ün iletime geçme gerilimini belirledikleri için bunların değerleri ile oynamak sureti ile sinyal üreticinin maksimum çıkış gerilimi ayarlanabilir.

$$V_{\text{çıkışmax}} = V_{\text{besleme}} \frac{R9}{R8 + R9} \quad (3.2)$$

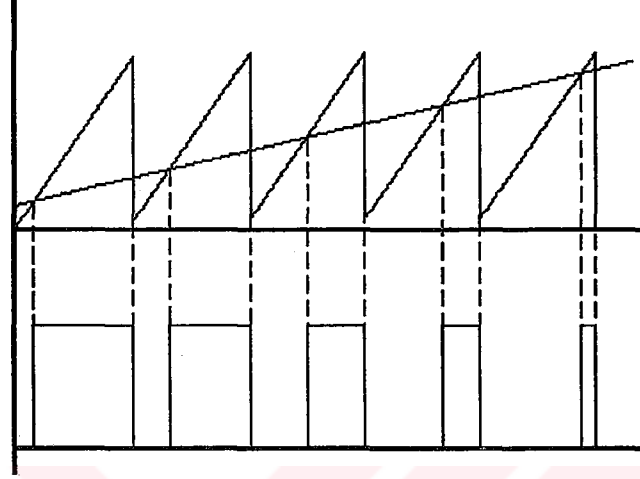
Denklem (3.2)'den açıkça görüldüğü gibi çıkış işaretinin genliği, besleme gerilimine de bağlıdır. P2 ile ayarlanabilecek minimum frekans 1:10 dur. Devrede kullanılan eleman değerleri ile, çıkış sinyalinin maximum frekansı 4kHz ile 40 kHz , genliği ise yaklaşık 2 V ile 11V arasında ayarlanabilmektedir.

3.4 Karşılaştırıcı

8 bitlik sayısal bilgi 0-10V arası ayarlanabilen d.c. gerilime çevirildikten ve maximum genliği 10V, frekansı 30kHz'lik bir testere dişi sinyal üretildikten sonra bu iki işaret LM 311

komparatörünün girişine uygulanarak PWM dalga şekli üretilir. Üretilen bu işaret bir MOSFET transistör sürücü devrenin girişine uygulanarak MOSFET'in sürülmesi ve dolayısı ile d.c. motor kontrolü sağlanmış olur. PWM işaretin genliği LM 311 çıkışı tarafından belirlenmektedir frekansı ise testeredişi sinyal üreticinin frekansdır.

3.4.1 Kare dalga PWM yöntemi



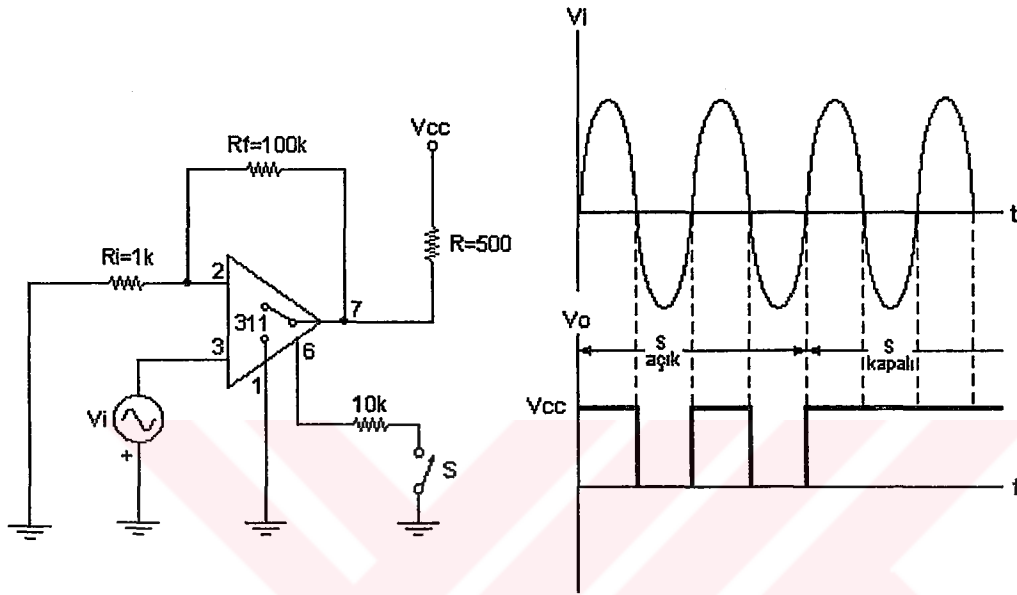
Şekil 3.13 Kare Dalga PWM'in elde edilmesi

PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) genel olarak çıkış gerilimi dalga şeklinin harmonik içeriğini değiştirir. Kare Dalga PWM yöntemi Şekil 3.13'de görülmektedir. Kare dalga çıkış geriliminde genişliği ayarlanabilen boşluklar bırakarak elde edilir ve testeredişi veya üçgen dalga ile genliği ayarlanabilen bir referans gerilimin karşılaştırılması ile elde edilir. $T_1 / (T_1 + T_2)$ oranına PWM dalga şeklinin darbe peryot oranı denir. Çıkıştaki ana dalga geriliminin değeri, Darbe-Peryot oranı değiştirilmek suretiyle kontrol edilir. Küçük çıkış gerilimlerinde bu dalga şeklinin düşük mertebeli harmonik içeriği oldukça azdır.

3.4.2 LM 311 komparatörü

Şekil 3.14'te 311 komparatörünün basit devre şeması gösterilmiştir. LM 311 komparatörü +15V (8.pin) ve -15V (4.pin) 'luk simetrik besleme kaynağına ihtiyaç duyar. Şekilde görüldüğü gibi çıkış bir anahtar olarak çalışır. Anahtar üst konumda iken çıkışa R direnci üzerinden V_{cc} gerilimi bağlanır. 311'in + girişi, - girişten daha pozitif olduğunda anahtar açık devre olur ve çıkış, $V_o = V_{cc} = 5V$ olur. + giriş - girişten daha az pozitif olduğunda anahtar kısa devre olacağından, çıkış sıfıra düşer. R_f ve R_i dirençleri yaklaşık 50 mV'luk histerezis oluşturacak şekilde seçilir. Çıkış dijital devreleri sürececek seviyededir.

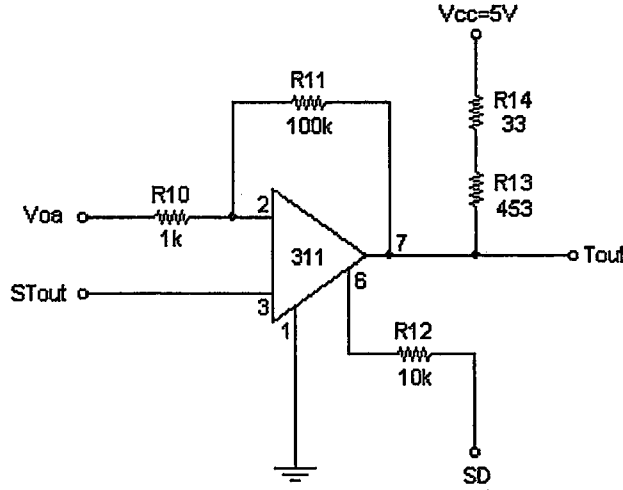
311 komparatörünün 6 nolu bacağı strob olarak adlandırılır. Bu pin komparatör çıkışının girişten bağımsız veya giriş işaretinin bir cevabı olacak şekilde ayarlanmasını sağlar. Strob'un çalışması Şekil 3.14'de gösterilmiştir. Bu pin genel olarak $10k\Omega$ 'luk direnç ve anahtar üzerinden toprağa bağlanır. Strob anahtarı açık iken komparatör yukarıda anlatıldığı gibi çalışır. Yani V_i 'nin negatif aralığında çıkış V_{cc} 'de ve V_i pozitif olduğunda çıkış 0 olur. Strob anahtarı kapandığında giriş ne olursa olsun çıkış V_{cc} 'ye yükselir. Anahtar açılıncaya kadar çıkış hep aynı seviyede kalır.



Şekil 3.14 311 komparatörü bağlantı şeması ve giriş çıkış grafikleri

3.4.3 PWM devresinin çalışması

PWM işareti daha önce de açıklandığı gibi maximum genliği 10V frekansı 30kHz testeredişi sinyal ile genliği 0-10V arasında ayarlanabilen d.c. gerilimin karşılaştırılması ile elde edilmiştir. LM 311 komparatörünün 2 nolu pin'ine V_{oa} (genliği ayarlanabilen d.c. gerilim), 3 nolu pin'ine ST_{out} (testeredişi sinyal) uygulanmıştır. T_{out} çıkış işaretinin genliği $V_{cc}=+5V$ değerindedir. 8751 P0 port'una gönderilen byte bilgisinin DAC ile 0-10V arası ayarlanabilen d.c. gerilime çevrilmesiyle, darbe boşluk oranı, 0-maximum arası ayarlanabilmektedir. Kontrol programı tarafından belirlenen set değerleri aşıldığında PWM çıkışının bloke edilmesi için 6 nolu pin küçük bir rölenin açık kontağı ve $10k\Omega$ 'luk direnç üzerinden toprağa çekilmiştir. Röle bobin gerilimi 5 V olup 8751'in P2.4 çıkış bit'i ile kumanda edilmektedir. T_{out} çıkışı 3.5'te açıklanacak olan mosfet sürücü devrenin girişine bağlanmıştır. Şekil 3.15'te PWM işaretini üreten devre şeması görülmektedir.



Şekil 3.15 PWM devresi

3.5 Mosfet Sürme Devresi

Komparatör çıkışından elde edilen PWM işareti bir MOSFET transistörü sürmek seviyede değildir. Bu yüzden MOSFET ile Komparatör çıkışı arasına yeterli akımı sağlayacak bir ara devre kullanılmıştır. Oldukça fazla sayıda ve değişik özelliklerde MOSFET sürme devresi bulunmakla beraber, devrenin fazla karmaşık olmaması ve ihtiyaca cevap verebilecek yetenekte olması ön planda tutulan seçim faktörleridir. Bu amaçla içinde 6 adet NOT GATE bulunduran 4069 entegresi kullanılmıştır. Bu 6 adet kapı paralel bağlanarak MOSFET'i sürmek için yeterli akım seviyesi elde edilmiştir. MOSFET'in Source ucuna bağlanan 1Ω 4W değerindeki direnç üzerindeki akımın dolayısıyla gerilimin ortalama değeri bir VCO devresi ile frekansa dönüştürülerek bilgisayara akım bilgisi olarak gönderilmektedir. Devre şeması Şekil 3.31'de verilmiştir.

3.5.1 Güç MOSFET'leri

Hızlı anahtarlama gereken uygulamalarda güç anahtarı olarak bipolar transistörlerden ve güç MOSFET'lerinden yararlanılmaktadır. Güç anahtarı olarak kullanılan yarı iletken devre elemanları için güvenli çalışma bölgesi söz konusudur. Yüksek gerilimlerde sürekli çalışmada, üzerinde 100W'lar mertebesinde güç harcanabilecek transistör bulunmazken hızlı anahtar olarak çalışmada bu mümkündür, şöyle ki anahtar çalışmada sürekli hale ilişkin izin verilebilecek maksimum güç harcaması ve ikincil belverme kısa sürelerde aşılabılır. Sekonder devrilme güç transistörü yüksek gerilimli kollektif çoğaltması (avalanche breakdown) bölgesinde çalışırken kollektör akımı yüksek değerlere ulaştığı takdirde akım dağılımının

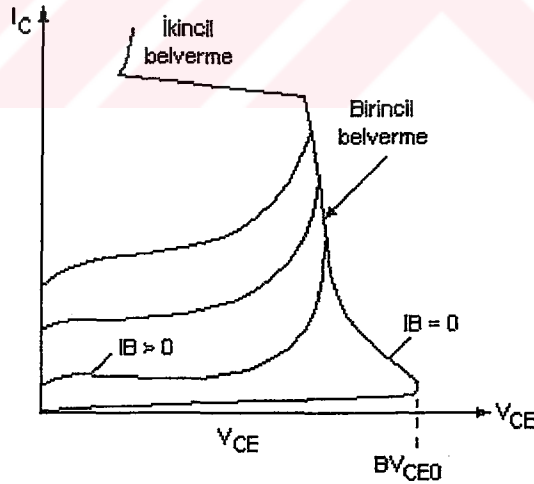
düzgün olmaması nedeniyle sıcak noktalar oluşmasının bir sonucudur ve elemana zarar verebilir.

Güç anahtarı olarak kullanılabilecek diğer bir eleman güç MOSFET’idir. Bu elemanın bipolar transistöre göre üstünlük sağladığı bazı özellikleri bulunmaktadır. Bu özellikler:

- * sekonder devrilmenin ortaya çıkmaması
 - * Belverme süresinin ortaya çıkmaması
- şeklinde sıralanabilir.

Bu nedenle güç MOSFET’leri bipolar transistörlere göre en az 10 defa daha hızlı açılıp kapanabilme özelliği yüksek frekanslarda çalışacak devrelerde kullanılabilmesini mümkün kılarken, en önemli dezavantaj olarak giriş direncinin ve giriş kapasitesinin yüksek olması, bu kapasiteyi doldurup boşaltacak akımın yüksek olmasını, dolayısı ile bu elemanı sürececek bir gücü zorunlu kılmasıdır. Bu nedenle yüksek gücü sağlayacak sürücü devrelere ihtiyaç duyulur.

Bir güç anahtarında anahtarlama kayıplarının düşük olabilmesi için anahtarın açık ve kapalı konumlarının birinden diğerine hızlı bir şekilde geçebilmesi gerekir. Gidiş ne kadar yavaş olursa kayıp o kadar büyük olur.



Şekil 3.16 sekonder devrilmenin bipolar transistör karakteristiklerine etkisi

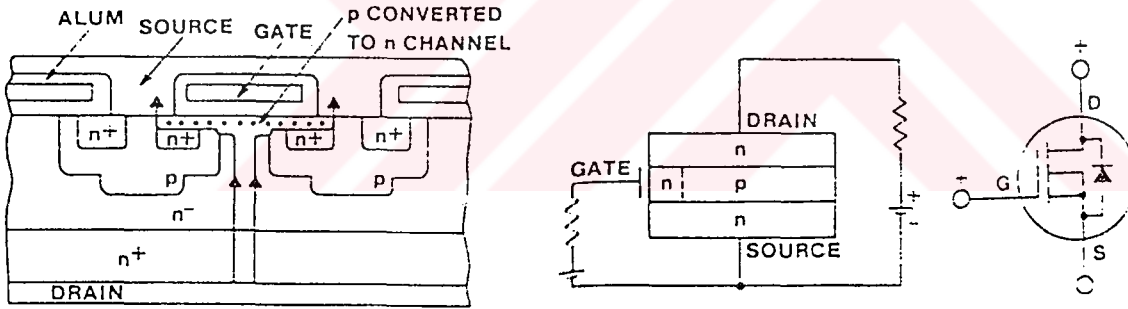
3.5.2 Güç MOSFET’lerinin yapısı

Güç MOSFET’leri (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) uygulamaları, prensipleri, özellikleri ve performansları bakımından bipolar transistörlerden farklıdır.

Üstünlükleri; hızlı anahtarlama zamanları, basit sürücü devreleri ve ikincil belvermenin olmayışı geniş bir sıcaklık aralığında sabit kazanç ve darbe cevabı eğrisi verebilmesi sıralanabilir.

3.5.2.1 Genel karakteristikleri

Klasik npn bipolar güç transistörleri akımla sürülmesine karşın güç MOSFET'leri gerilimle sürülürler. Gate terminali silikon gövdeden ince bir (SiO_2) katmanı olarak elektriksel olarak izole edilmiştir. Çoğunluk taşıyıcılı yarı iletken bakımından MOSFET uygulamaları bipolar transistörlerden daha hızlıdır. n tipi MOSFET'in gate'ine pozitif bir gerilim uygulandığında gate altında kalan kanal bölgesinde elektrik alan oluşur. Şekil 3.17'de gösterildiği gibi oluşan bu alan p bölgesini n bölgesine çevirir ve bu n bölgesiyle drain-source arasındaki akım geçişi kontrol edilir. Bu durumda MOSFET npn yapısına dönüşür. Oluşan bu bölge tam lineer olmamakla beraber bir direnç gibi davranır. Yüzeyde oluşturulan alandan dolayı bipolar transistörlerden farklılık gösterirler. Güç MOSFET'leri çoğunluk taşıyıcılı yarıiletkenler bakımından sıcaklığa karşı oldukça düşük duyarlılık gösterirler. Bu durum MOSFET'lere taşıyıcı hareketliliği karakteristiğini kazandırır. Hareketlilik alanı empoze edilen elektronların ortalama hızı olarak tanımlanabilir. Yüksek ısılarda daha fazla direnç özelliği göstermelerini sağlar.



Şekil 3.17 MOSFET'in iç yapısı ve bağlantı terminalleri [3]

MOSFET'in çoklu hücre yapısının bir nedeni de $r_{DS(on)}$ parametresini veya drain-savak direncini minimize etmektir. Eğer $r_{DS(on)}$ küçültülebilirse MOSFET güç anahtarlama sırasında yüksek bir performans sağlar. Çünkü drain-savak voltajı alması drain-savak akımında minimize eder.

Drain-source arasındaki yol, bu geçite voltaj uygulanması sonucu geçitin altındaki p maddesinin n maddesine dönüşmesinden dolayı rezistiftir. Yapıdaki her bir hücre, toplam direnç R_n 'in

oluşmasında etkilidir. $r_{DS(on)}$ 'u minimize etmek için çipe çok fazla sayıda hücreyi paralel olarak yerleştirmek gerekir. Sonuçta paralel hücre sayısı büyüdükçe $r_{DS(on)}$ değeri küçülecektir.

$$r_{ds(on)} = \frac{R_N}{N} \quad N: \text{hücre sayısı} \quad (3.3)$$

Gerçekte $r_{DS(on)}$ üç ayrı dirençten oluşur. Şekil 3.18'de tek bir hücreye ait üç ayrı direnç bileşeni ve bunların $r_{DS(on)}$ 'a etkileri görülmektedir. Eğri üzerindeki herhangi bir noktadaki $r_{DS(on)}$ değeri, bu noktadaki üç bileşenin toplamıyla bulunabilir.

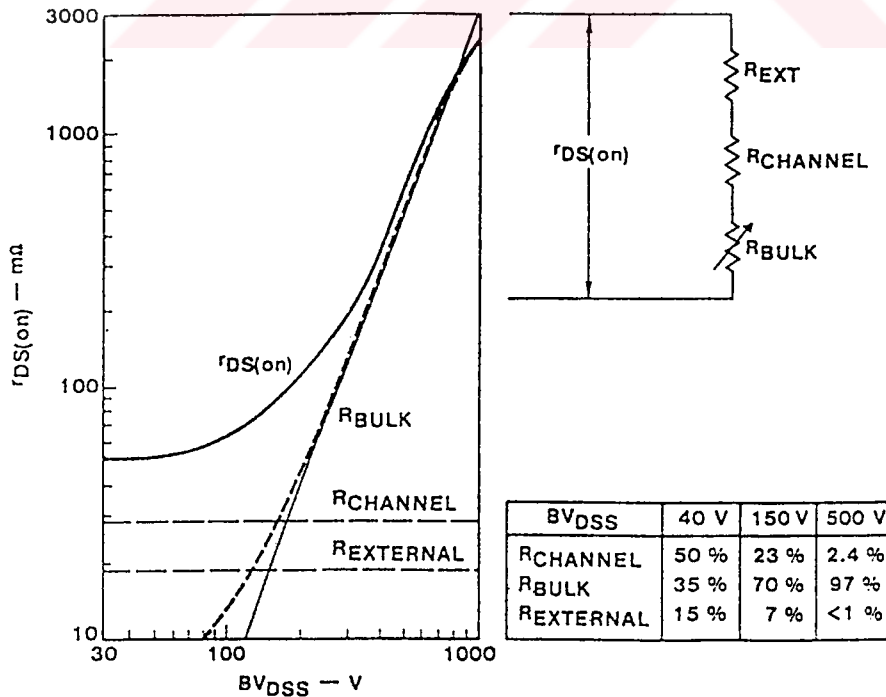
$$r_{ds(on)} = R_{bulk} + R_{chon} + R_{ext} \quad (3.4)$$

burada;

R_{chon} = Gate altındaki kanal bölgesinde görülen dirençtir.

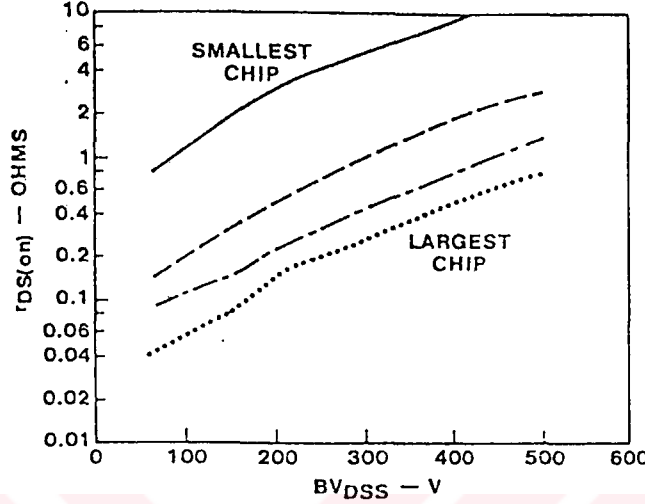
R_{ext} = Bağlantı ve dış etkilerden dolayı oluşan direnç

R_{bulk} = MOSFET'teki iki p tabakası arasında oluşturulan dar N kanalın direnci ve bu kanal altında kalan bölgeden drain'e kadar ki akım volu direncidir.



Şekil 3.18 Drain-Source arası direnç karakteristiği [3]

Şekil 3.18’de dikkat edilirse R_{chon} ve R_{ext} dirençleri uygulanan voltajdan tamamen bağımsız oldukları halde, R_{bulk} direncinin değeri voltaja bağlıdır. Yine şekle bakıldığında 150V’un altındaki gerilim değerlerinde $r_{DS(on)}$ ’un değeri ile $R_{chon} + R_{ext}$ belirlenirken, 150V’un üst değerlerinde $r_{DS(on)}$ ’un bulunmasında baskın bileşen R_{bulk} direncidir.



Şekil 3.19 Küçük ve büyük çipler için voltaj $r_{DS(on)}$ karakteristiği [3]

Yarıiletken fiziğinin iki kuralından her DMOS eleman için geçerli iki sonuç çıkarılır. ilki, $r_{DS(on)}$ direncinin bırakma voltajının artmasına bağlı olarak yükselmesidir. İkincisi, MOSFET’e yüksek bırakma voltajı uygulanırsa minimum $r_{DS(on)}$ performansının esirgenmemesidir.

R_{bulk} direncinin önemi; yüksek elektrik alanı üretimini sağlayan ince, karışımli tabakanın yüksek voltajlara dayanabilmesi içindir. Yüksek voltaj değerleri için tabaka daha ince ve daha rezistif yapılır. Şekil 3.18’den de görüldüğü gibi giderek $r_{DS(on)}$ ’u belirleyen bileşen olur.

Şekil 3.18 yalnızca küçük çipler için geçerlidir. Büyük çip kullanımında $r_{DS(on)}$ değeride azalacaktır. Çünkü büyük çiplerde daha fazla hücre vardır. Şekil 3.19’de her iki tip için $r_{DS(on)}$ grafiği görülmektedir. Büyük çipler aynı zamanda bırakma voltajını da arttıırırlar.

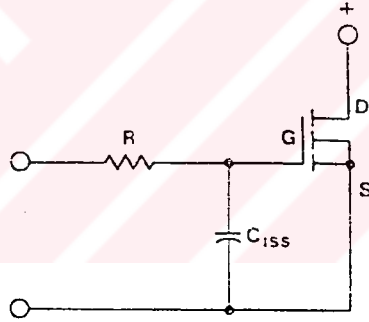
3.5.2.2 Isı etkisi

Bipolar transistörler yüksek ısı uygulamalarında hataya neden olurlar. Yüksek ısı sıcaklık beneklemesi (hot-spotting) oluşturur. Akım emiter etrafında yoğunlaşır. Isı beneklemesi kontrolsüz ısı bir harekete neden olur. En sonunda transistör yanar. MOSFET’te bu durum söz

konusu değildir. Çünkü akım çoğunluk taşıyıcıları formundadır. Çoğunluk taşıyıcılarının hareketi silikondaki ısıya bağlıdır. Isı arttıkça hareket azalır. Bu zıtlık, çip ısındıkça taşıyıcıların yavaşlamasına neden olur. Silikon yolu direnci artırılarak ısıya bağlı akım artışı önlenmiş olur. Isı MOSFET'in içine girerse, bölgesel direnç artar ve ısı çipin soğuk bölgelerine dağıtılır. Çünkü MOSFET direncinin ısı katsayısı pozitifdir.

3.5.2.3 Gate parametreleri

n tipi MOSFET'le drain-source akımının oluşabilmesi için, gate-source arasına pozitif gerilim uygulanmalıdır. Gate, gövdeden elektrik olarak izoleli olduğundan source'dan gate'e akım akmaz. Fakat pratikte nA mertebesinde bir akım geçişi vardır. Bu akım kataloglarda I_{GSS} diye tanımlanır. Gate akımının çok küçük olması MOSFET giriş empedansının çok yüksek olmasını sağlar. Dolayısı ile girişte rezistif etkiden çok kapasitif etki vardır. Şekil 3.20'de MOSFET'in basit bir giriş devresi görülmektedir. R ve C MOSFET'in kendi direnç ve kapasitesidir. R gate girişinde görülen dirençtir. C ise MOSFET içindeki gate-source ve gate-drain kapasitelerinin eşdeğeridir.



Şekil 3.20 MOSFET'in anahtarlama hızını belirleyen giriş kapasitesi ve giriş direnci [3]

3.5.2.4 Frekans uygulaması

DMOS'lar metal gate tipinden çok polisilikon gate tipinde üretilirler. Şekilde görülen R direnci yüksek tutulursa DMOS'un anahtarlama zamanı artar. Bu da üst frekans sınırını azaltır. Polisilikon tiplerde R direnci yüksek tutularak düşük frekans yüksek güç amacı güdülür.

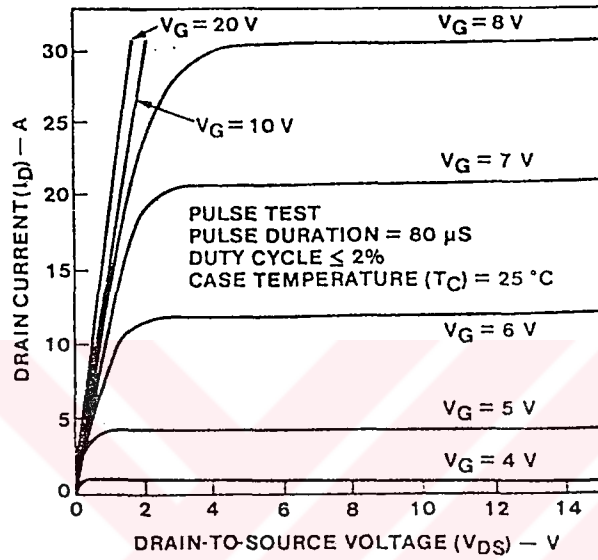
MOSFET'in frekans cevabı Şekil 3.20'de R ve C parametreleri ile kontrol edilir. Çizelgelarda R yaklaşık 20 ohm olmakla birlikte toplam R değeri bulunamamaktadır. C değeri ise çip hacmine bağlıdır. Çip hacmi arttıkça C değeri büyür, dolayısı ile anahtarlama zamanı azalır.

Sonuçta MOSFET'in RC değerlerine bağlı olarak değeri 1-50MHz aralığında değişir

3.5.2.5 Çıkış karakteristikleri

Şekil 3.21'de tipik bir akım gerilim karakteristiği verilmiştir. Eğri iki bölgeye ayrılabilir.

1. Küçük V_{DS} değeri için I_D 'nin lineer değiştiği bölge
2. I_D 'nin etkin olmadığı saturasyon bölgesi



Şekil 3.21 MOSFET akım-gerilim karakteristiği [3]

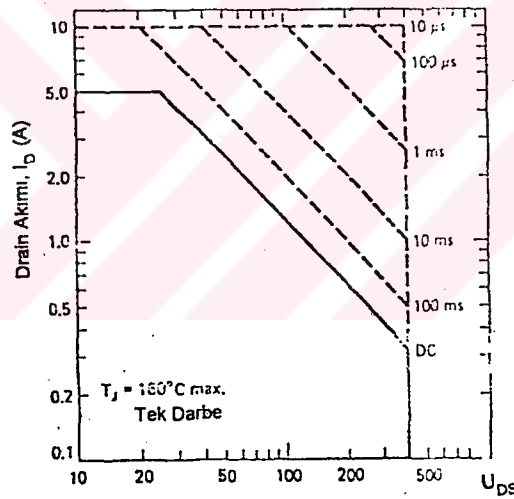
3.5.3 Güvenli çalışma bölgesi

Daha önce bahsedildiği gibi MOSFET, akımın çoğunlukta taşıyıcılar tarafından geçirildiği bir elemandır. Bu nedenle direncin sıcaklıkla değişme sabit pozitifdir. BJT ile kıyaslandığında sekonder devrilme olayının meydana gelme olasılığı minimumdur. Şayet elemanı tahrip etmesi mümkün olan bir bölgesel ısınma meydana gelirse, direncin sıcaklıkla değişimi pozitif olduğu için, bölgede yoğunlaşan akım tüm bölgeye düzgün olarak yayılır.

Bir MOSFET'in güvenli çalışma bölgesi Şekil 3.22'de görülmektedir. Bu elemanın sürekli akım değeri 5A'dır. Akımın darbe şeklinde olması halinde bu değer maksimum 10A'e kadar yükseltilebilir. Benzer şekilde akımın maksimum drain-source gerilimi U_{DS} 400 V ile sınırlıdır. Bu gerilime kadar çıkış (avalanche) devrilmesi meydana gelmez. Bir MOSFET'in güvenli çalışma

bölgesini belirleyen sadece termik etkenlerdir. Güç sınır termik empedans değerinden yararlanarak hesaplanabilir.

Şekil 3.22’de görüldüğü gibi doğru akım, nominal gerilim değerinde 125W’lık bir güç kaybı ile sınırlanmıştır. $T_{jmax}=150^{\circ}\text{C}$ ve $T_A=T_C=25^{\circ}\text{C}$ olan belirli bir soğutucu durumunda, jonksiyondan gövdeye olan termik empedansın $Z_{jc}=1^{\circ}\text{C/W}$ olması demektir. Görüleceği gibi SOA eğrisinde sekonder devrilmeyi gösteren bir çizgi mevcut değildir. Şekilde aynı zamanda akımın tek bir darbeden oluşması halindeki çalışma için de SOA eğrileri verilmiştir. Örneğin $U_{DS}=150\text{V}$ halinde 0.83A’lık bir d.c. (125W) geçirebildiği halde, akımın 1ms genişliğindeki bir tek darbeden oluşması durumunda darbe genliği 7A’e (1050W) yükseltilebilir. SOA eğrileri periyodik kesintili işletme içinde şekillendirilebilir. Bu işletme türünde periyodun belirli bir aralığında elemandan akım geçmektedir. Şekil 3.23’de akımın bir tek darbeden oluşması ve kesintili periyodik olması hallerinde, bir MOSFET’in Geçici Termik Empedans (transient thermal impedance) eğrileri görülmektedir.



Şekil 3.22 IR 305 MOSFET’in (5A-400V’luk) SOA eğrisi [4]

İzin verilen en büyük kayıp güç,

$$P = (T_{jmax} - T_A) / Z_{th} \cdot (t_p, D) \quad (3.5)$$

ifadesinden hesaplanabilir.

Burada:

T_{jmax} : Maksimum jonksiyon sıcaklığı

T_A : Çevre sıcaklığı

Z_{th} : Geçici termik empedans

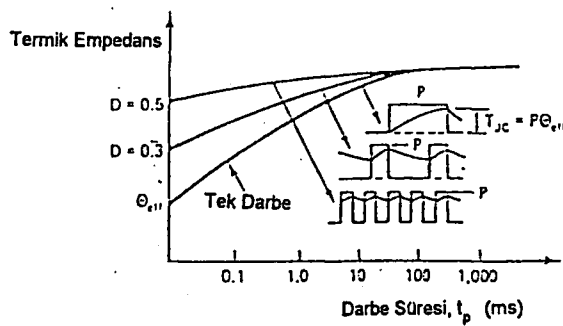
t_p : Darbe süresi

D : t_p/T elemanın bağlı iletimde kalma süresidir.

Örneğin $T_{jmax}=150^\circ\text{C}$, $T_A=25^\circ\text{C}$ ve $\%D=\%50$, $t_p=1\text{ms}$, $Z_{th}=0.8$ olursa P , Denklem (3.5)'ten 56.25W bulunur. Oluşan kayıp gücün, çevre sıcaklığının ve çalışma koşullarına göre geçici termik empedansın bilinmesi halinde jonksiyon sıcaklığı da hesaplanabilir.

Yükün endüktif olması halinde, drain-source arasında meydana gelen geçici gerilimler, drain ile kapı arasındaki C_{dg} kapasitesi üzerinden kapı ile kuplajlıdır. Kapıyı aşırı gerilimlerin zararından korumak için, şayet sürme devresinin empedansı düşük ise, bir zener diyodu ile koruma gereklidir.

Normal olarak endüktif yükler daima bir hızlı diyotla köprülenmiştir. Fakat kaçak endüktans, tahrip edici aşırı gerilimlere sebep olabilir. Aşırı gerilimler MOSFET'in drain ve source uçları arasına, direnç ve kondansatörden oluşan basit bir bastırma devresi bağlamak sureti ile zararsız hale getirilebilir.

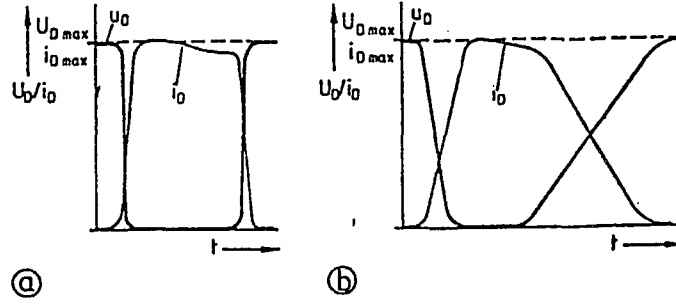


Şekil 3.23 Bir MOSFET'in geçici termik empedans eğrisi [4]

3.5.4 Güç MOSFET'lerinin sürülmesi

Bir MOSFET ne kadar sert kumanda edilirse, yani sürücünün iç direnci ne kadar küçük olursa anahtarlama kayıpları da o kadar düşük olur. Normal bir transistörlü kuvvetlendirici veya açık

kollektörlü bir TTL elemanında açma süresi uzundur çünkü bu tür sürücülerin açma evresindeki iç direnci büyüktür.



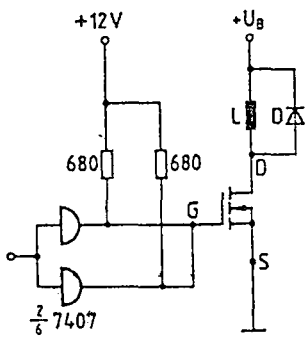
Şekil 3.24 Omik yükle çalışan bir MOSFET'in

a- $R_{st}=5\Omega$ sürücü iç direncindeki tipik açma ve kapama eğrisi

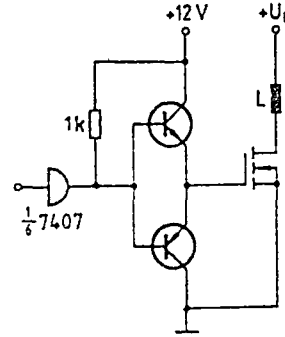
b- $R_{st}=220\Omega$ sürücü iç direncindeki tipik açma ve kapama eğrisi

İniş ve çıkış sürelerinin sürücünün iç direncine ne kadar bağımlı olduğu, bir IRF 330 HEXFET'inin savak akımı ve savak geriliminin tipik anahtarlama eğrilerinin (gerçek yükte) yer aldığı Şekil 3.24'te görülmektedir. Sürücünün a'daki eğrilerde iç direnci 5Ω , b'deki eğrilerde ise 220Ω 'dur. Anahtarlama enerjisi anahtarlama anındaki $\int I_D \cdot U_D \cdot dt$ ifadesiyle orantılı olduğundan b durumundaki anahtarlama gücü çok daha büyük olacaktır. MOSFET iç direnci büyük bir sürücüyle çalıştırıldığı zaman çok daha fazla ısınır ve yüklendirilebilme sınırına çok daha küçük anahtarlama güçlerinde ($i_{Dmaks} \cdot u_{Dmaks}$) erişilir.

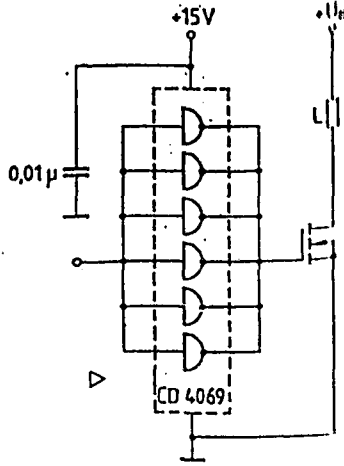
Şekil 3.25'te paralel bağlanmış iki TTL elemanı ile düzenlenmiş basit bir devre gösterilmektedir. Gerçi tek bir TTL elemanı ile de yetinilebilirdi ama o zaman çıkış gücü daha düşük ve iç direnci daha büyük ve dolayısı ile de iniş çıkış süreleri daha uzun olurdu.



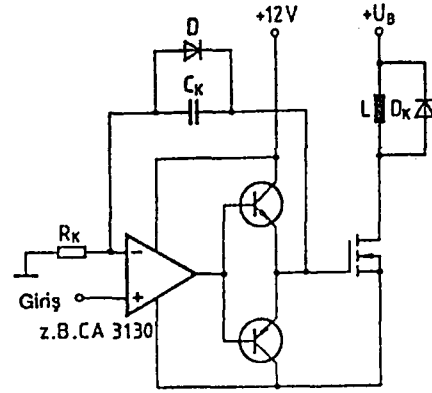
Şekil 3.25 MOSFET'in iki paralel bağlanmış TTL sürücüsüyle sürülmesi



Şekil 3.26 Eşlenik çıkış katlı sürücü



Şekil 3.27 CMOS sürücüsüyle MOSFET'in sürülmesi

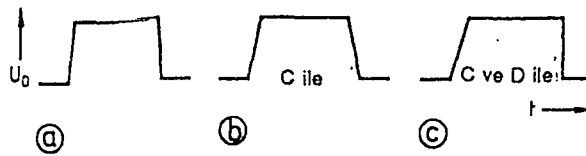


Şekil 3.28 Çıkış katıyla sürücü arasındaki geri besleme ile darbe şekillendirme

Açma olayında TTL çıkış katının kollektörü akımsız kalır ve pozitifdir. bu ise büyük bir iç direnç demektir. Bir kaç TTL devresinin paralel bağlanması anahtarlama sürelerini kısaltır. Daha iyisi ise sürücü olarak hem açma, hem de kapatma evresinde düşük iç direnci olan bir devre kullanmaktır.

Eşlenik çıkış katlı sürücüler için bu son derece uygundur (Şekil 3.26). Böyle bir devreyle yüksek anahtarlama hızları elde edilebilir. Prensip olarak CMOS mantık devreleri de (Şekil 3.27) sürücü olarak kullanılabilir, çünkü bunlarında eşlenik çıkış katları vardır. Ancak bir güç MOSFET'inin sürülmesi için birkaç CMOS kapısı paralel bağlanmalıdır. Bunlarla ns dolayında anahtarlama süreleri elde edilebilir.

Geçit için özel bir darbe şekli gerekiyorsa, örneğin kumanda işaretinin kapatma kenarı daha dik olacaksa, kumanda darbeleri Şekil 3.28'de gösterildiği gibi şekillendirilebilir.



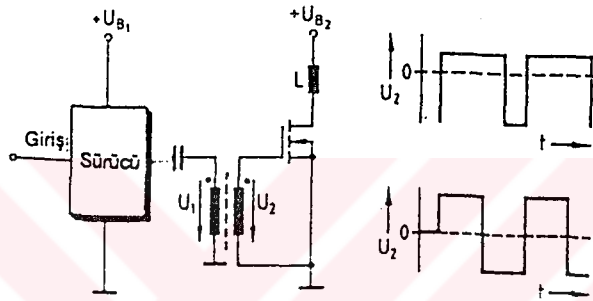
Şekil 3.29 Şekil 3.27'deki devre ile elde edilen devre şekilleri

- a- geri beslemesiz
- b- Ck kondansatörü ile
- c- Ck kondansatörü ve D diyotuyla

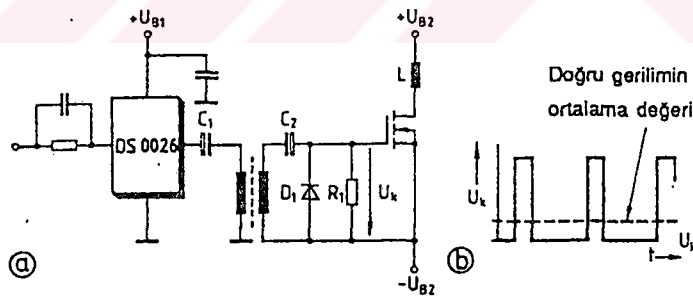
Burada giriş kuvvetlendiricisi olarak bir işlemsel kuvvetlendirici kullanılmıştır. Bunun eviren girişine sürücünün çıkış gerilimi kondansatör, diyot ve bu gibi darbe şekillendirici elemanlar üzerinden geri beslenir. O zaman $C_k.R_k$ zaman değişmesine bağlı olarak ve diyodun etkisiyle, Şekil 3.29'de gösterilen a,b veya c eğri şekilleri meydana gelir.

3.5.4.1 Transformatör üzerinden potansiyelsiz sürme

Bir çok durumda sürücü, çıkış katına potansiyelsiz olarak kuple edilmelidir. Çoğu zaman bunun için bir sürücü transformatör kullanılır. Şekil 3.30'da basit bir devre gösterilmektedir. Transformatörün sekonder tarafına doğru gerilim payı bütün darbe boşluk oranlarında sıfırdır. Dolayısı ile aşırı darbe boşluk oranlarında elde edilen kumanda gerilimleri gerektiğinde küçük olabilir.



Şekil 3.30 Transformatör bağlamalı sürücü

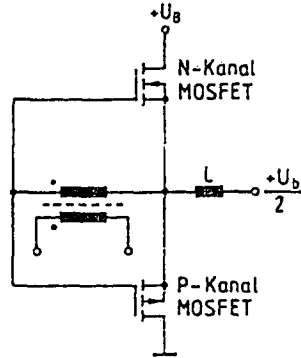


Şekil 3.31 Doğru gerilim kenetlemeli sürücü devre

Sözelimi uzun bir periyottaki kumanda gerilimi MOSFET'in eşik gerilimine erişmeyebilir. Artı ve eksi darbenin genliği, darbe boşluk oranının bir fonksiyonu olduğundan gerekli önlemler alınmazsa bu basit devre ancak %30'dan %70'e kadar olan darbe boşluk oranlarında kullanılabilir.

İşaret Şekil 3.31'deki gibi sekonder taraftan bir U_k doğru gerilimine kenetlendiği zaman darbe

boşluk oranının varyasyon olanağı genişletilebilir. Bu kenetleme gerilimi öyle hesaplanmıştır ki MOSFET'in eşik gerilimi en olumsuz koşulda bile (kısa negatif, uzun pozitif darbeler) aşılır. Bu devre C2 kondansatörü, D1 diyodu ve R1 direncinden ibarettir. Bununla %5...%95 darbe boşluk oranları aktarılabilir.



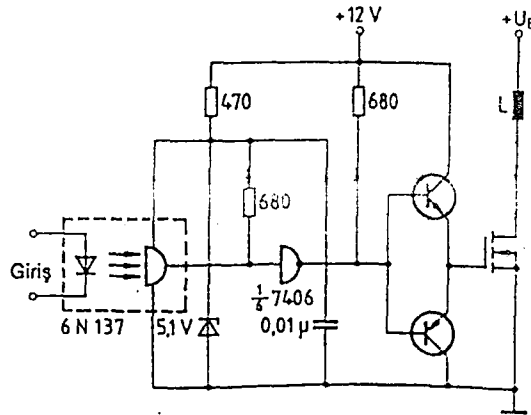
Şekil 3.32 Eşlenik MOSFET katlarında transformator bağlantısı

Ama burada kumanda darbelerinin eğimi fazla büyük olmamalıdır.

P ve N kanal MOSFET'inden oluşan bir eşlenik çıkış katının tek bir transformator üzerinden sürüldüğü basit bir devre Şekil 3.32'de görülmektedir.

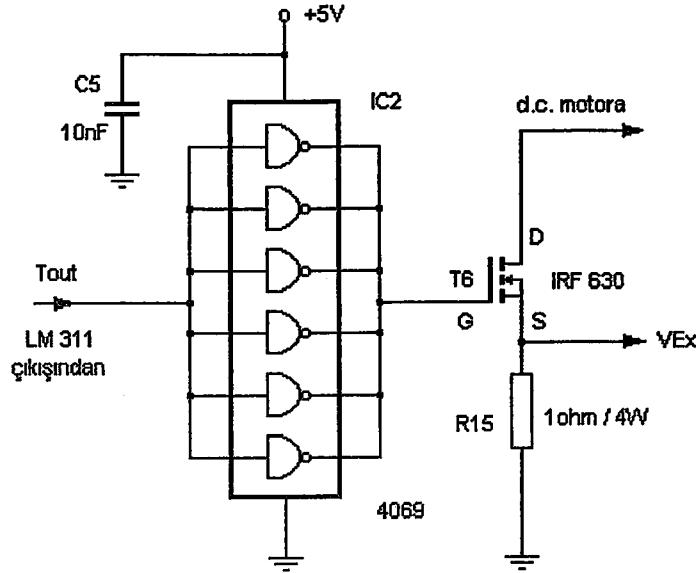
3.5.4.2 Opto kuplör üzerinden sürme

Darbe boşluk oranının varyasyonları, örneğin motor kumandalarında olduğu gibi, çok geniş olması gerektiği zaman transformator bağlantısı elverişli değildir. Eğer burada bir galvanik ayırım gerekiyorsa ayırma elemanı olarak bir opto kuplör daha uygundur. Buna ilişkin devre Şekil 3.33'de gösterilmektedir.



Şekil 6.33 Opto kuplörli sürücü devresi

3.5.5 MOSFET sürücü devre şeması



Şekil 3.34 6 adet paralel bağlı NOT GATE ile gerçekleştirilmiş MOSFET sürücü devre

Bu devrede çıkış NOT GATE'ler tarafından terslendiği için 311 komparatörünün strob ucu toprağa bağlandığında çıkış girişten bağımsız olarak +5V'a çekilmekte, 4069 çıkışı ise 0'a düşmektedir. Böylece herhangi bir arıza durumunda PWM çıkışı bloke edilerek motorun gerilimi kesilir.

3.6 Gerilim Frekans Dönüştürücü

Bu devre MOSFET'in source ucundan alınan VEx geriliminin ortalama değeri ile orantılı frekans üretmektedir. Üretilen bu frekans 8751 mikrodeneleyicisinin P2.1 port'undan sayılarak bilgisayar programında belirli bir dönüştürme oranı ile akım bilgisi olarak okunmaktadır. Gerilim-frekans dönüştürücüsü için LM 331 VCO entegresi kullanılmıştır. Enetgrenin çıkış frekansı giriş gerilimi ile lineer olarak değişmektedir.

Komple devrenin gerilim-frekans dönüştürme oranı aşağıdaki bağıntı ile bulunabilir.

$$f_{out} = \frac{VEx}{10.45} \cdot \frac{R_{39} + P_6}{R_{36}} \cdot \frac{1}{R_{40}C_9} \left(1 + \frac{P_4}{4700} \right) \quad (3.6)$$

Gerilim-frekans dönüştürme devresi üç ayrı kattan oluşmaktadır.

3.6.1 Gerilim yükseltme katı

Bu devrede CA 3130 op-amp entegresi evirmeyen amplifikatör olarak kullanılmıştır. Evirmeyen amlifikatör bağlantısının kullanılmasının iki nedeni vardır. Birincisi LM 331 girişine pozitif gerilim uygulanması zorunluluğu. İkincisi ve en önemlisi evirmeyen amplifikatör'ün giriş direncinin çok yüksek olması (yaklaşık 100M Ω). Kolayca anlaşılacağı üzere akım bilgisinin doğru olarak okunması için VEx çıkışından, op-amp'a doğru akım akmaması gerekmektedir.

VEx ucundan alınan gerilim bilgisi evirmeyen amplifikatör olarak görev yapan CA 3130 tarafından belli bir K oranında yükseltilerek LM 331'in V_{in} girişine uygulanmaktadır.

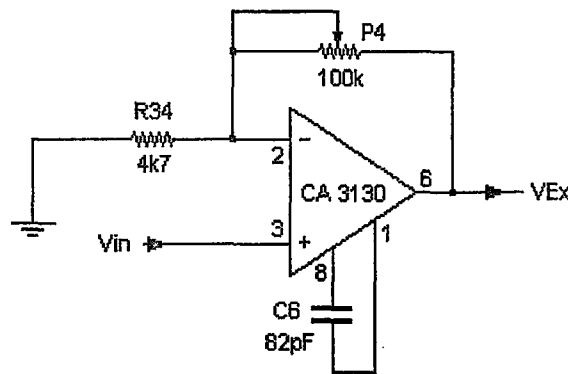
Bunun için önce motorun en kötü şartlarda çekebileceği akımın maximum ortalama değeri $I_{Ex_{max}}$ bulunur. 1 Ω 'luk direnç üzerinden geçen akım;

$$V_{Ex_{max}} = 1 * I_{Ex_{max}} \quad (3.7)$$

bağıntısından gerilimin maximum ortalama değerini verir. LM 331 giriş gerilimi V_{in} 'in, maximum değeri evirmeyen amplifikatör bağıntısı olan;

$$V_{in_{max}} = V_{Ex_{max}} \cdot \left(1 + \frac{P_4}{4700} \right) \text{ 'den} \quad (3.8)$$

V_{in} 10V'u aşmayacak şekilde P4 potansiyometresi ile ayar yapılarak yükseltme oranı tespit edilir ve sabitlenir böylece motorun çekeceği maximum frekansta VCO çıkışından 10kHz'lik kare dalga elde edilerek 8751'e gönderilir.



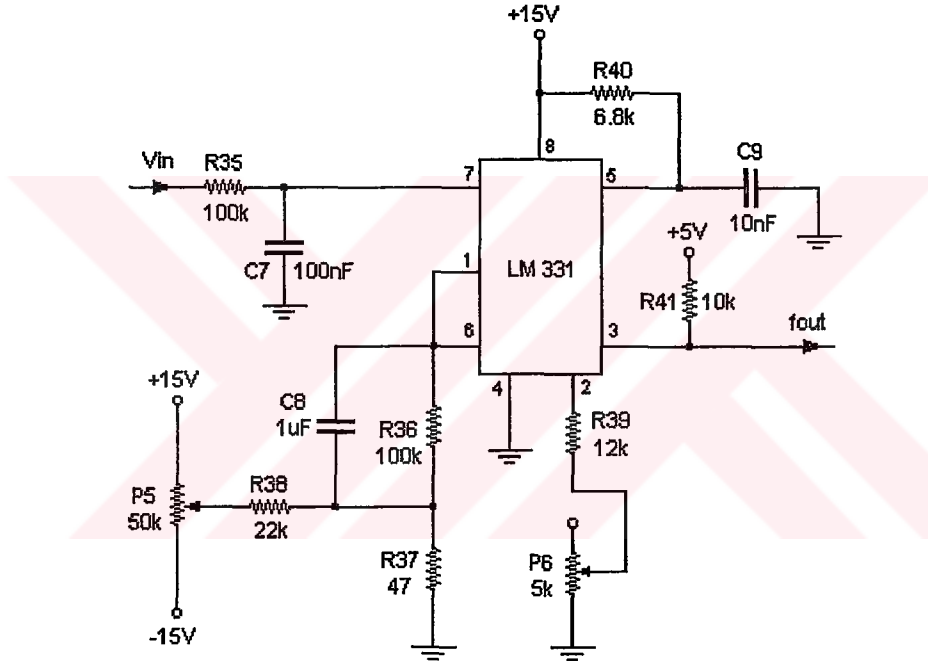
Şekil 3.35 Gerilim yükseltme katı devre şeması

3.6.2 VCO devresi

VCO devresi için LM 331 entegresi kullanılmıştır. LM 331 devresinde kullanılan devre parametreleri ile 0-10V'a karşılık 0-10kHz'lik bir dönüştürme sağlanır. VCO devresinin gerilim-frekans dönüştürme bağıntısı aşağıdaki şekilde bulunabilir.

$$f_{out} = \frac{V_{in}}{2.09} \cdot \frac{R_{39} + P_6}{R_{36}} \cdot \frac{1}{R_{40} C_9} \quad (3.9)$$

Devredeki P6 potansiyometresi ile giriş 10V iken çıkış 10kHz olacak şekilde ince ayar yapılır. P5 potansiyometresi ise offset ayarı yapmak için kullanılmıştır. Devre şeması Şekil 3.36'da verilmiştir.

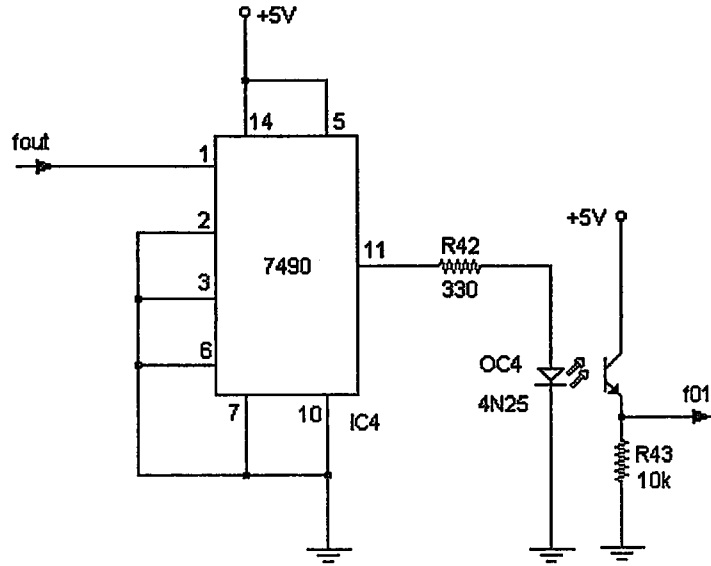


Şekil 3.36 VCO devresi

3.6.3 Frekans bölücü katı

Gerilim-frekans dönüştürücüsünün 10kHz'lik çıkış frekansı 8751 mikrodenetleyicisinin P2.1 port'u tarafından okunmaktadır. Darbeler yazılım vasıtasıyla sayıldığı için 10kHz'lik frekans bir frekans bölücü devre ile 5'e bölünerek 10V'a karşılık gelen frekans 2kHz'e düşürülmüştür. Devre parametreleri ile maximum frekansın 2kHz'e düşürülmemesinin sebebi düşük gerilimlerde lineerliğin bozulmasıdır. Frekans bölücü devre için 7490 10'luk sayıcı entegresi kullanılmıştır. Bu entegrenin bacakları değişik şekillerde bağlanarak 1-10 arası bölme işlemleri

gerçekleştirilebilir. Şekil 3.37’de frekansı 5’e bölmek için gerekli bağlantı görülmektedir. İzolasyonu sağlamak amacıyla çıkışta opto-kuplör kullanılmıştır.



Şekil 3.37 frekans bölücü devre

3.7 Sıcaklık Ölçme Devresi

Sıcaklık ölçme devresi olarak 555 zamanlama entegresinden faydalanılmıştır. Bu entegre diktörtgen sinyal üretici olarak çalışmaktadır. Zamanlamayı sağlayan dirençlerden birisi NTC olarak seçilmiş ve motorun sargılarına yerleştirilmiştir. NTC’nin sıcaklıkla direncinin değişimine bağlı olarak devre frekansı aşağıdaki formülle belirlenen darbeler üretir. Bu darbeler 8751 mikrodenetleyicisinin P2.0 port’uyla sayılır. Bilgisayar programında belirlenmiş bir dönüştürme oranı ile sıcaklık bilgisi ile okunur. Şekil 3.38’de görülen devrenin oluşturduğu diktörtgen dalgaların;

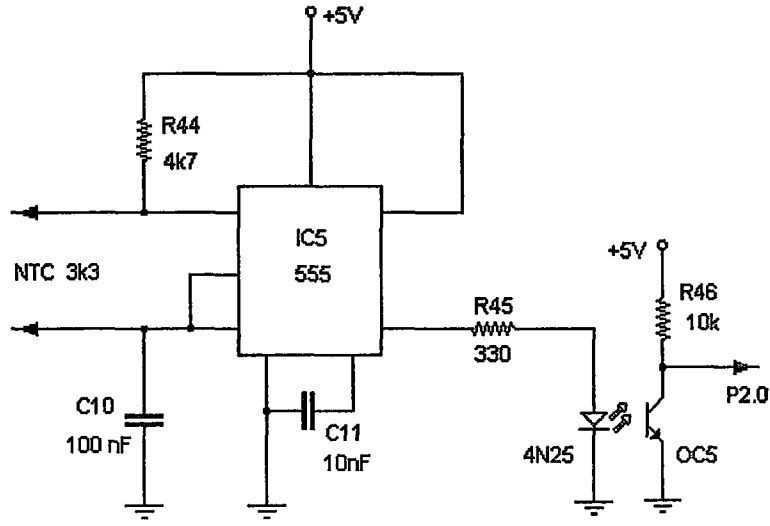
1 seviyesinde kalma süresi:

$$t_{on}=0.695.(R44+NTC) \quad (3.10)$$

0 seviyesinde kalma süresi:

$$t_{off}=0.695.NTC.C10 \quad (3.11)$$

formülleri yardımıyla hesaplanır.



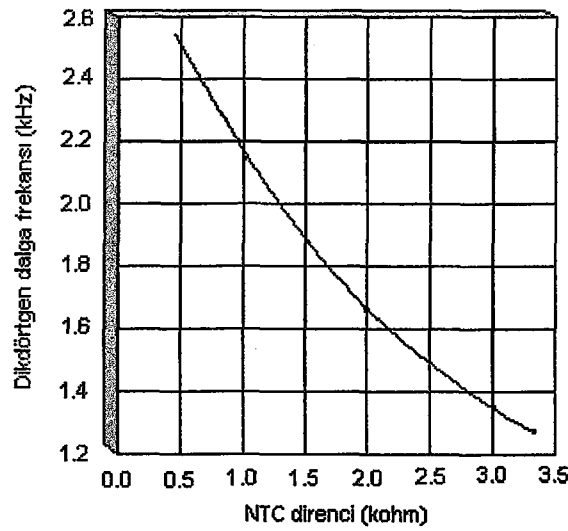
Şekil 3.38 Sıcaklık-frekans dönüştürme devresi

Dikdörtgen dalgaların toplam peryodu (3.10) ve (3.11) denklemleri yardımıyla

$$T = t_{on} + t_{off} = 0.695 \cdot (R44 + 2 \cdot NTC) \cdot C10 \quad (3.12)$$

olarak bulunur. Darbe frekansı ise;

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R44 + 2 \cdot NTC) \cdot C10} \text{ olur.} \quad (3.13)$$



Şekil 3.39 Direnç-frekans değişimi

Devrede kullanılan parametrelerle (3.13) denkleminde, $3.3k\Omega$ için darbe frekansı:

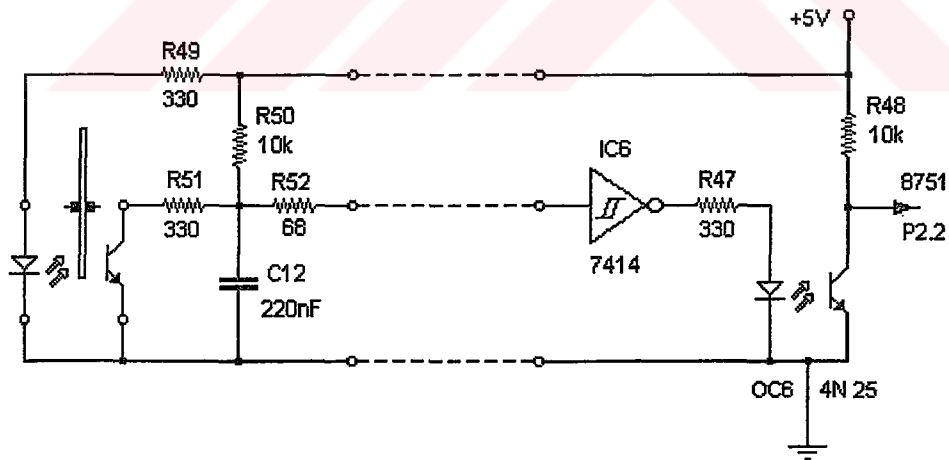
$$f = \frac{1.44}{(4700 + 2.3300) \cdot 10^{-9}} = 1.27 \text{ kHz olarak bulunur.}$$

Şekil 3.39'da direnç frekans değişimini gösteren grafik verilmiştir.

3.8 Enkoder Devresi

d.c. motorun hızını ölçmek için motor miline 10 kanallı bir enkoder diski yerleştirilmiş ve bu diskin açık tip opto kuplör arasından geçerek darbe üretmesi sağlanmıştır. Bu darbeler kontrol kartına bir kablo vasıtası ile ulaştırılır. Dış ortam ve motorun manyetik etkisinden ötürü bu üretilen darbe dizisi üzerinde bir miktar bozucu etki oluşur. Bu dikdörtgen dalga dizisindeki parazitleri yok etmek için, 7414 Schmitt Trigger entegresi ve bir kaç elemandan oluşan basit bir devre kullanılmıştır. Bu düzeltilmiş dalgalar 8751 mikrodeneleyicisinin P2.2 port'u tarafından sayılarak P.C. programından hız bilgisi olarak izlenmektedir.

Gerçek hızı göstermesi açısından darbeler sayıldıktan sonra basit bir dönüştürme oranı ile gerçek değere çevrilir ve ekrana yazılır. Devre şeması Şekil 3.40'ta verilmiştir.

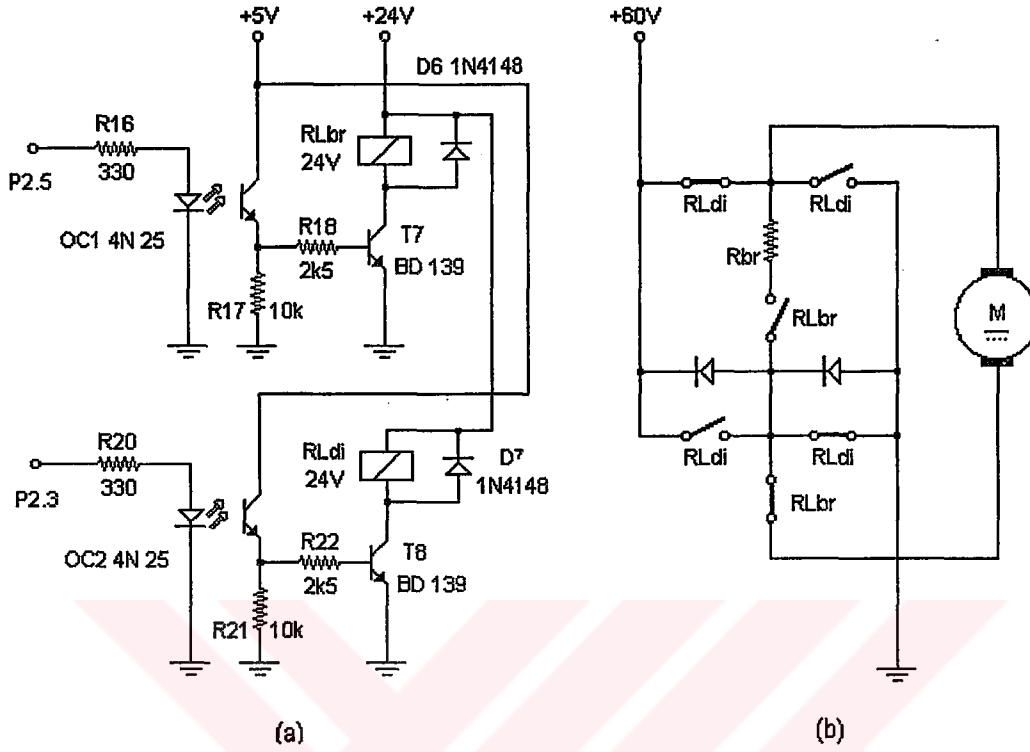


Şekil 3.40 Enkoder devresi

3.9. Fren ve Yön Kontrol Devresi

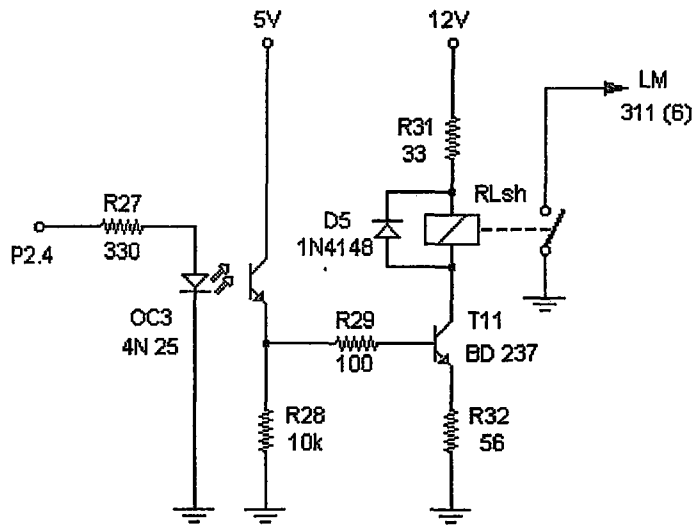
Kullanılan d.c. motor'un yönü röle kontak kombinasyonu ile uçları ters çevirilerek sağlanmaktadır. Bunun için 8751'in P2.3 bit'i kullanılmıştır. Motorun dönüş yönü

değiştirilmeden önce, 8751'in P2.5 bit'i yardımıyla motorun frenlenmesi sağlanır. Motor dinamik frenleme yöntemiyle durdurulmaktadır. Bu yöntemde rotor gerilimi kesilip, motorun uçları watt'lı bir direnç üzerinden kısa devre edilir. Devrenin kumanda ve güç devreleri Şekil 3.41'de verilmiştir.



Şekil 3.41 Fren ve yön kontrol devresi (a) Kumanda (b) Güç devresi

3.10 PWM Bloke Devresi

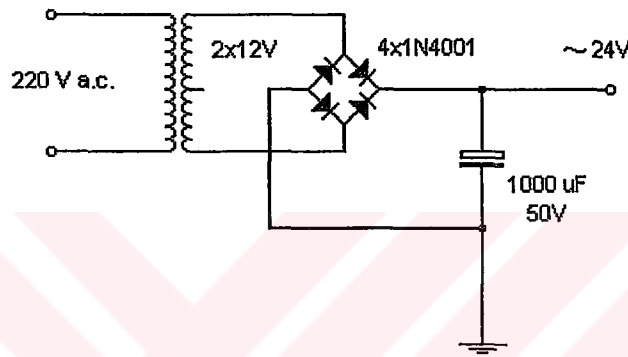


Şekil 3.42 PWM bloke devresi

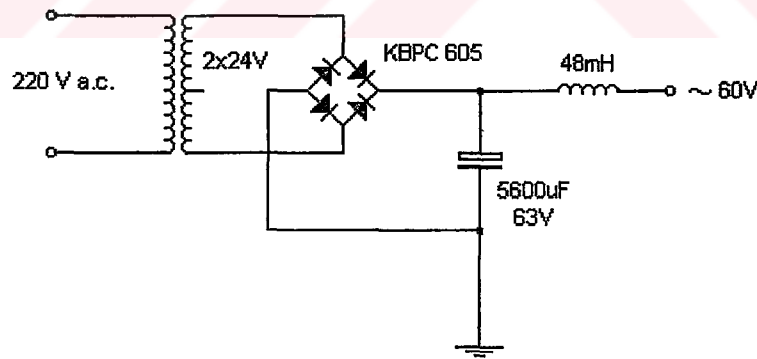
Bu devre LM 311'in 6 nolu pin'ini 0'a çekmek dolayısıyla da PWM çıkışını bloke etmek amacıyla kullanılmıştır. Devre 8751 mikrodenetleyicisinin P2.4 bit'inden kumanda edilmektedir. Şekil 3.42'de bu devre verilmiştir.

3.11 24V Fren, Yön Röleleri ve d.c. Motor İçin Güç Kaynağı

Fren ve Yön Devresi'nin rölelerini beslemek için 2x12V 4W çıkışlı bir trafo, köprü diyot ve filtre kondansatöründen oluşan basit bir devre kullanılmıştır. d.c. motorun beslemesi için kullanılan devre; 2x24V 60W çıkışlı bir trafo , 6A 200V 'luk köprü diyot, 5600 μ F 63V filtre kondansatörü ve şok bobininden oluşmuştur. Bu devreler Şekil 3.43 ve 3.44'te görülmektedir.



Şekil 3.43 Fren ve yön röleleri için gerilim kaynağı



Şekil 3.44 d.c. motor için gerilim kaynağı

4. KONTROL UYGULAMASINDA KULLANILAN DEVRE ŞEMALARI

Bu bölümde kullanılan devrelerin çizimleri ve devrelerin üzerinde yer alan elemanların listesi verilmektedir. Ayrıca bu bölümün sonunda PCB şemaları ve elemanların kart üzerindeki yerleştirilişlerini gösteren resimler de yer almaktadır.

Devre şemalarında ok işareti kart içerisindeki farklı işlevlere sahip devreler arasındaki bağlantıları göstermektedir. Bu semboller üç farklı bilgiyi içermektedir.

→ 2.5.6 Bu semboldeki birinci sayı, resim numarasını; ikinci sayı, sütun numarasını; üçüncü sayı bağlantı yapılacak devre elemanının pin numarasını verir.

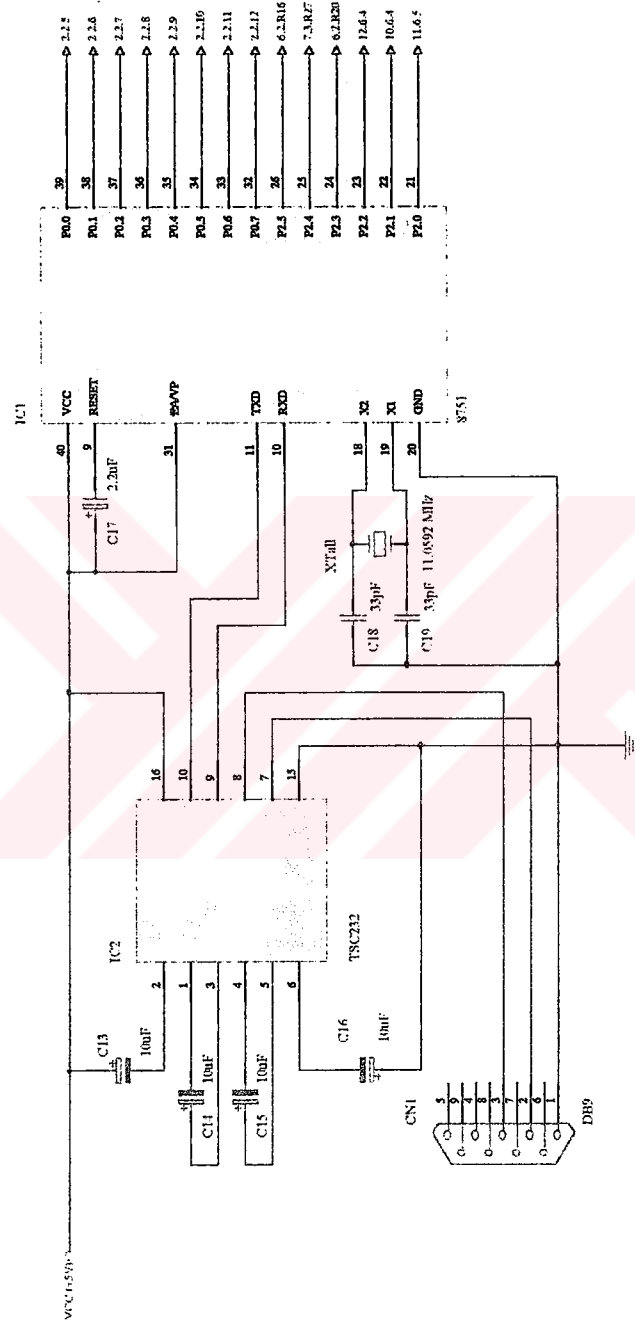
Benzer şekilde aşağıdaki gösterimde ise:

→ 3.7.R18 birinci sayı, resim numarasını; ikinci sayı, sütun numarasını; üçüncü kod ise bağlantı yapılacak devre elemanın kodunu verir.

Devre resimlerinde kullanılan sembollerin açıklamaları Çizelge 4.1’de gösterilmiştir.

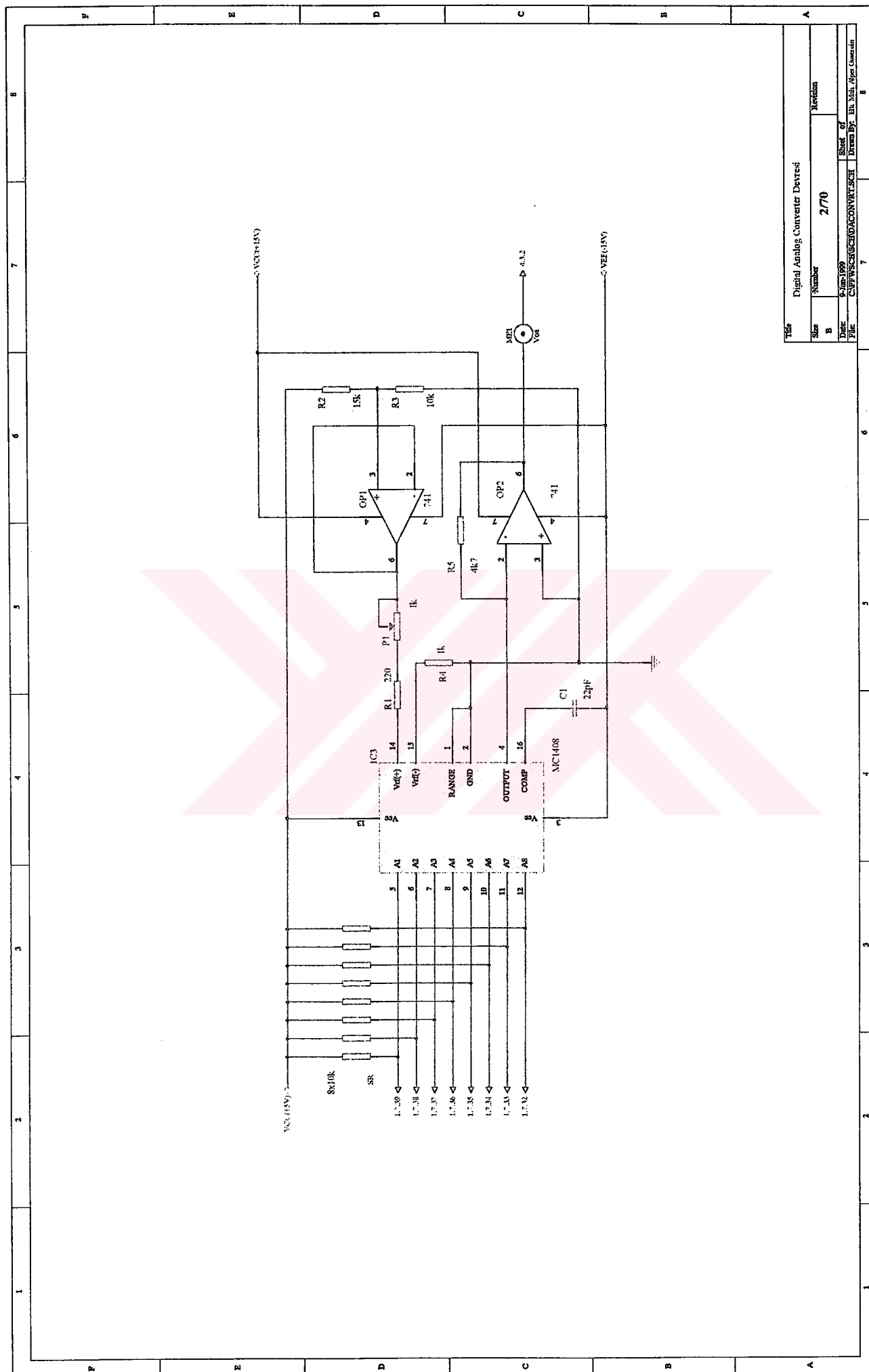
Çizelge 4.1 Çizimlerde kullanılan semboller ve açıklamaları

Sembol	Açıklaması
→	Farklı devreler arası kart içi bağlantı
—○	Besleme gerilimi ile bağlantı
□→	Kart dışına klemens veya konnektör bağlantısı
⊙	Kart üzerinde ölçüm noktası



Title
8751 ve Seri Haberleşme Devresi

Size B	Number 1/69	Revision
Date 9-Jun-1999	Sheet of	
File C:\PFWC\CH\CH\CONTROLS.SCH	Drawn By: EIA M&H Paper Generation	



Title: Digital Analog Converter Device

Size: B Number: 2/70 Revision:

Date: 6 Jan 1989 Sheet of 1

File: C:\PFW\SCHEM\CONVY1.SCH Drawn By: Bill Nish, Alper Gonen

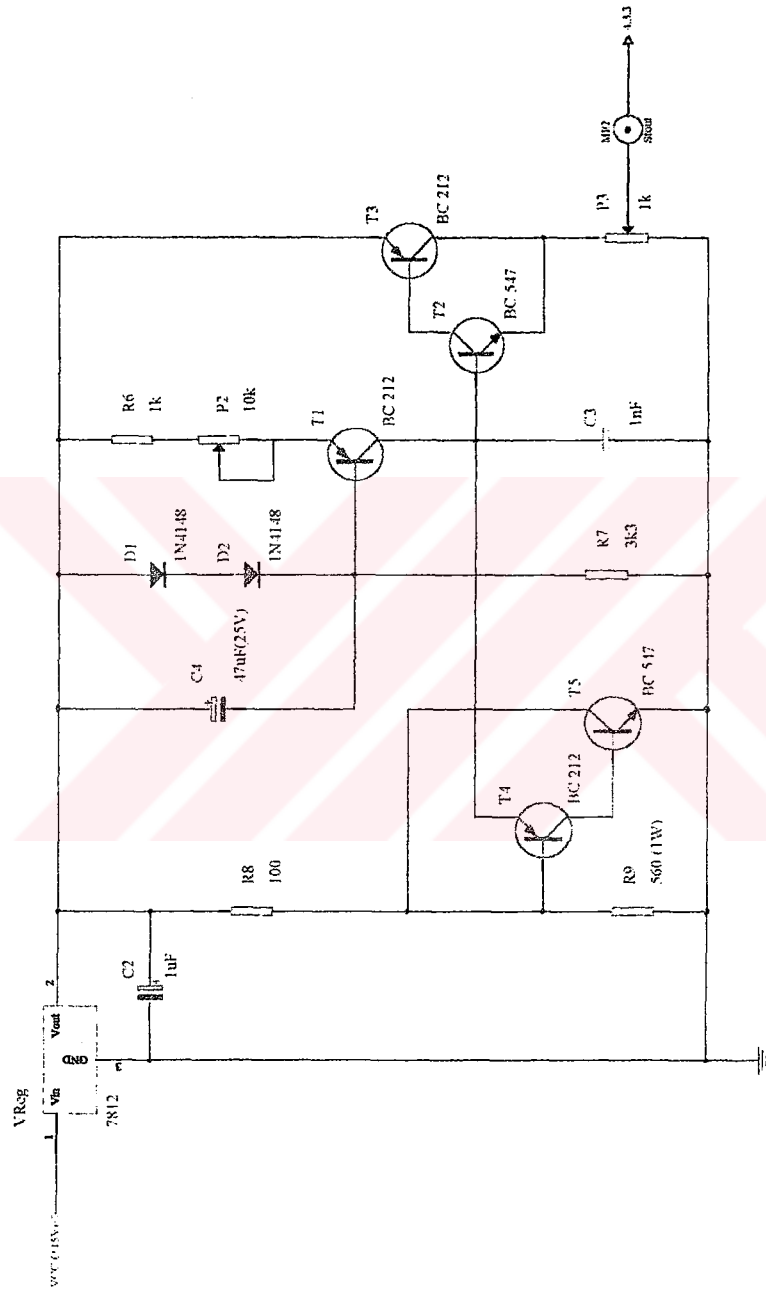
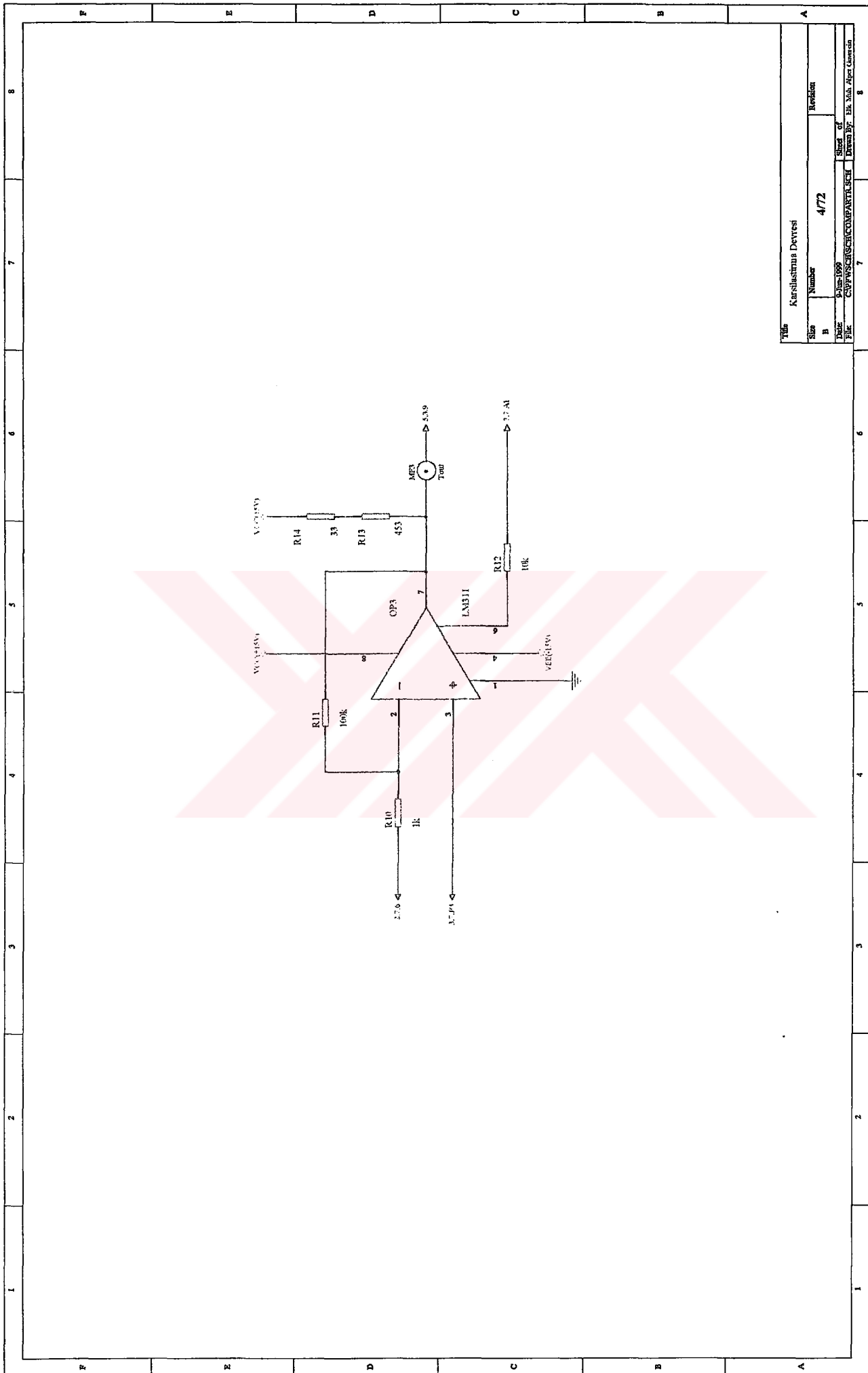


Table Testere Disinjal Oratori

Size	Number	Revision
B	3/71	
Date	9-Jun-1999	Sheet of
File	C:\PWS\CHSCHAW\TOOTHSCHE	Drawn By: MR. Naji Alwan



Title: Karsilastirma Devresi

Size: B

Number: 4/72

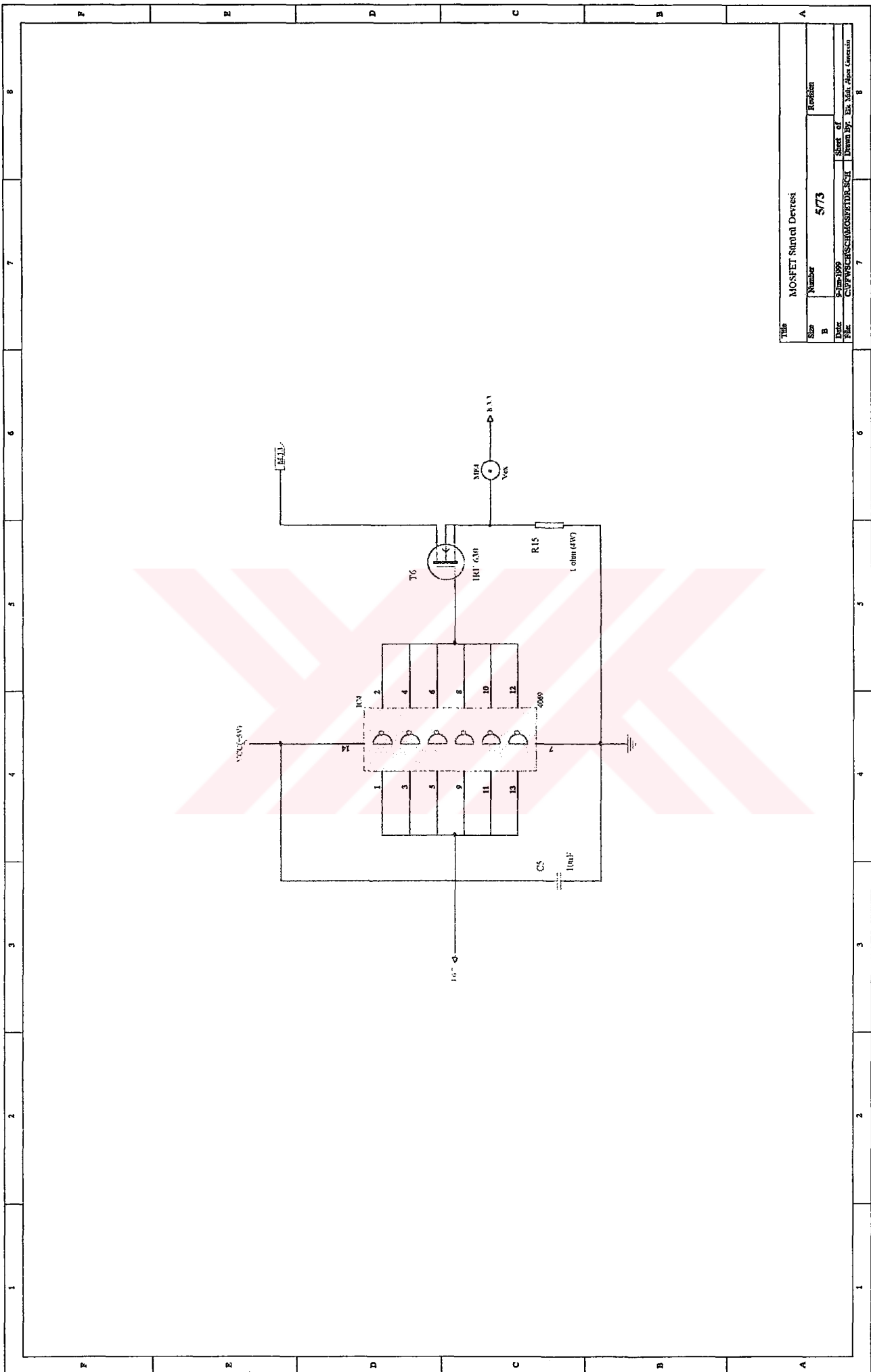
Revision:

Date: 9.04.1999

File: C:\PWS\CHSCHCOMPART\SCH

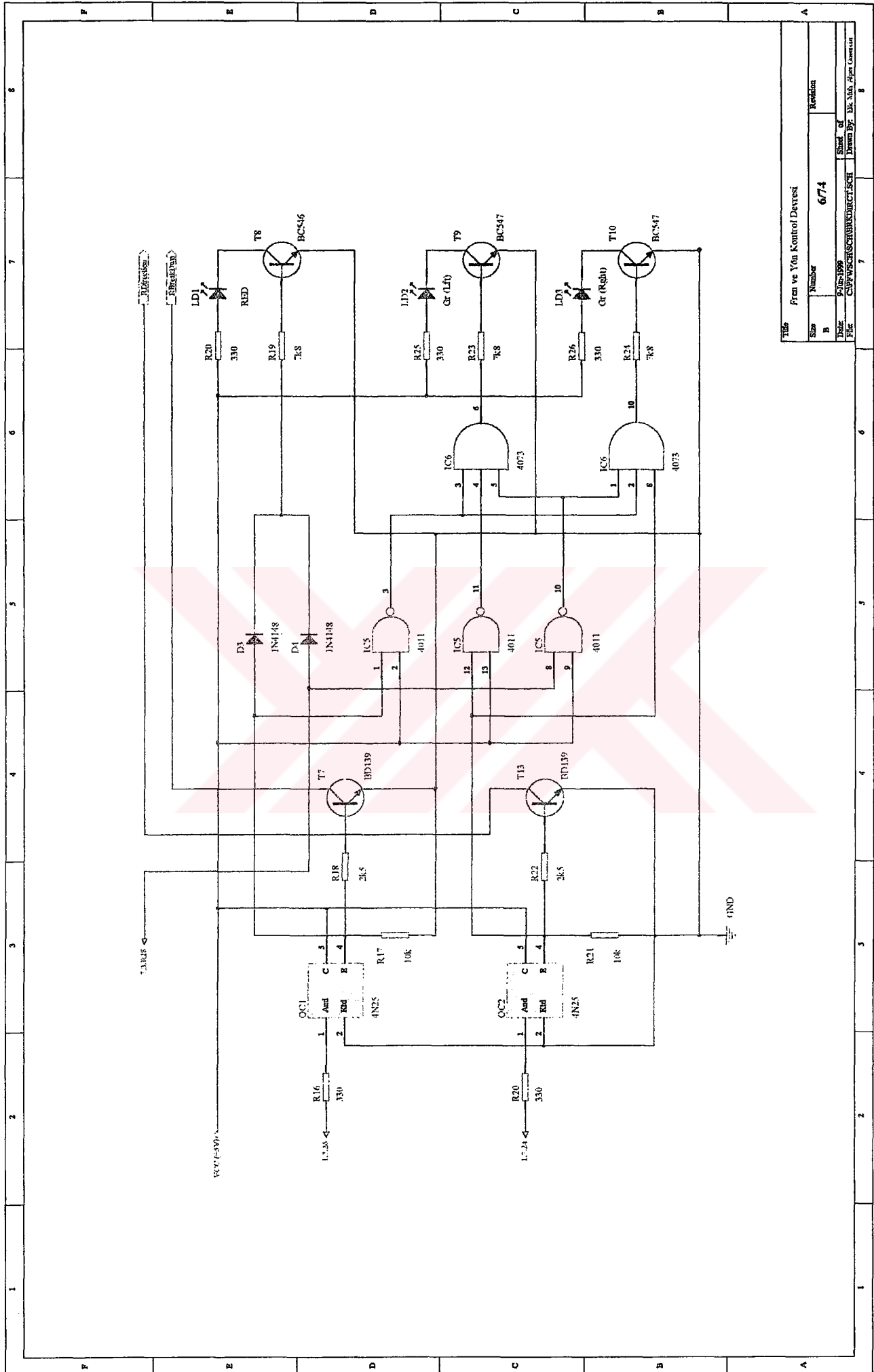
Sheet of: 7

Drawn By: Elia Nika Akper Guler



Title MOSFET Scaled Driver

Size	Number	Revision
B	573	
Date	6 Jan 1989	Sheet of
File	C:\P\W\SCH\MOSEFTRDR.SCH	Drawn By: BJA, MJA, JGK, LGC, LJA



Titre: **Prin ve Yon Kontrol Devresi**

Size: **B**

Number: **6/74**

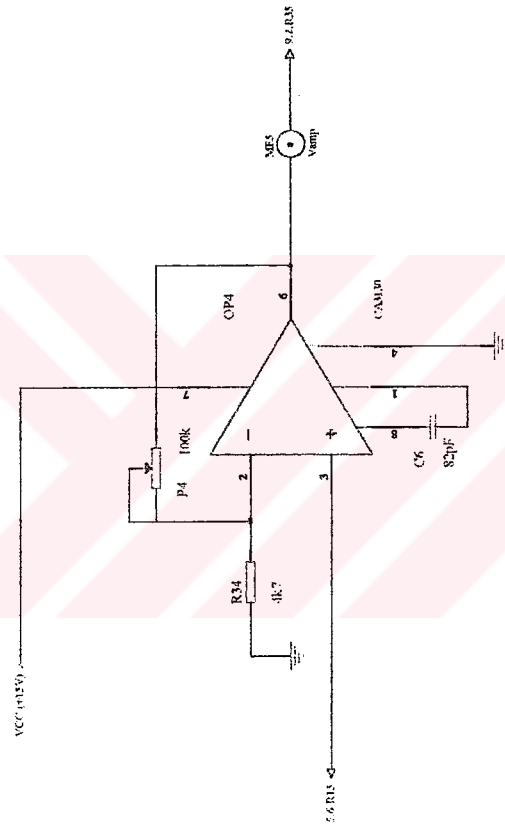
Revision: **6/74**

Yazar: **P. İsmail**

Deney No: **6/74**

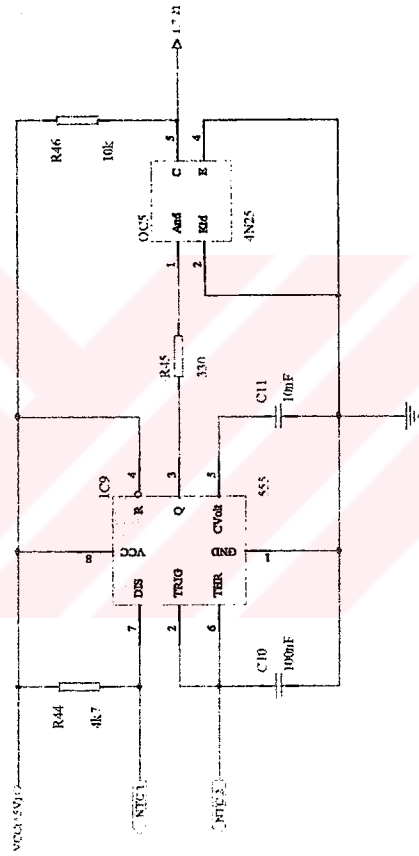
Deneyin Adı: **Prin ve Yon Kontrol Devresi**

Title	PVM Blok & Devresi		Number	775	Revision
	Size	B			
Date	9-Aug-1959				
Drawn By	CPAPPAVASRASHUTTOWN SCH				Sheet of
Check By					Drawn By
Scale					2 1/2" x 3 1/2" (approx)

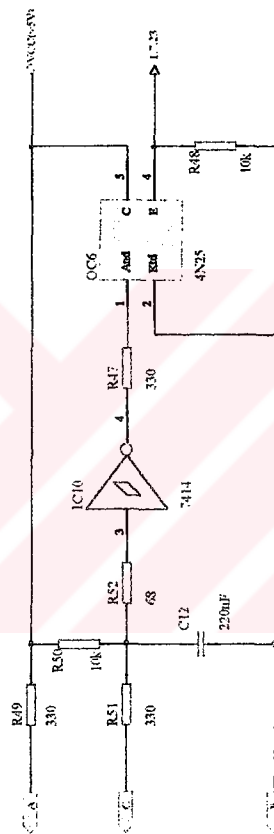


Title		Gerçim Amplifikatör	
Size	Number	Revizyon	
B	8/76		
Tarih		Şirket	
01.05.1999		Etiler	
Yazar		Çizim	
C. YILMAZ		Etiler	
Fikir		Denetim	
		Etiler	

Title: Frickius Bollada Devre		
Size	Number	Section
B	1078	
Date:	9-Jun-1959	Sheet of
File:	C:\PWS\CS\AVR\QVDR\SCH	Drawn By: BH, NGA, Alper Gencer cin



Title			Sirakilik Frekans Dönüşürten		
Size	Number	1179			
B					
Date	9-Jan-1999	Sheet of			
File	C:\PWS\CHSCH\CHSCH\APP\FREQ.SCH	Drawn By:			
		Dir: Mda. Ajper Gusevici			
		Execution			

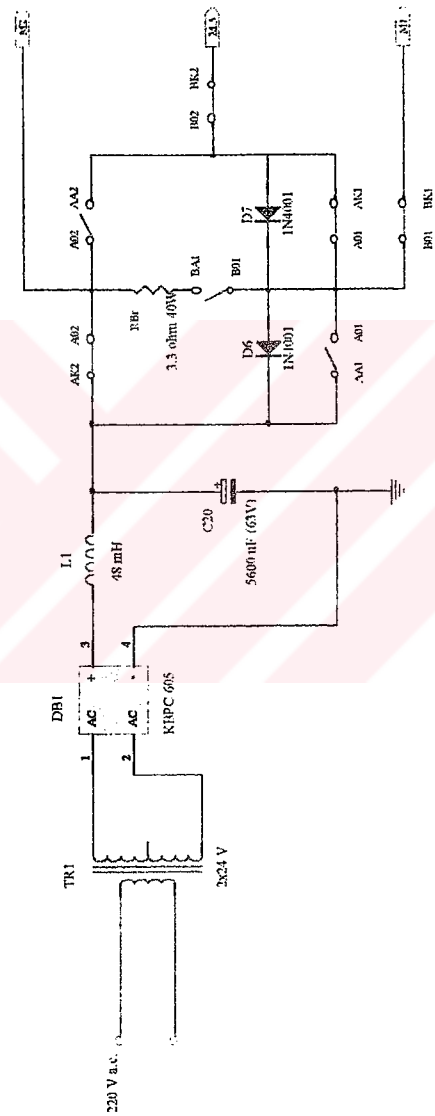


Title Pulse Filter Device

Size Number 12/80 Revision

Date 6-Jun-1999 Sheet of 1

File C:\PULSE\CHSCH\HW\LSH\LT\SCH.DWG



Motor Yön ve Fren Kontak Devresi

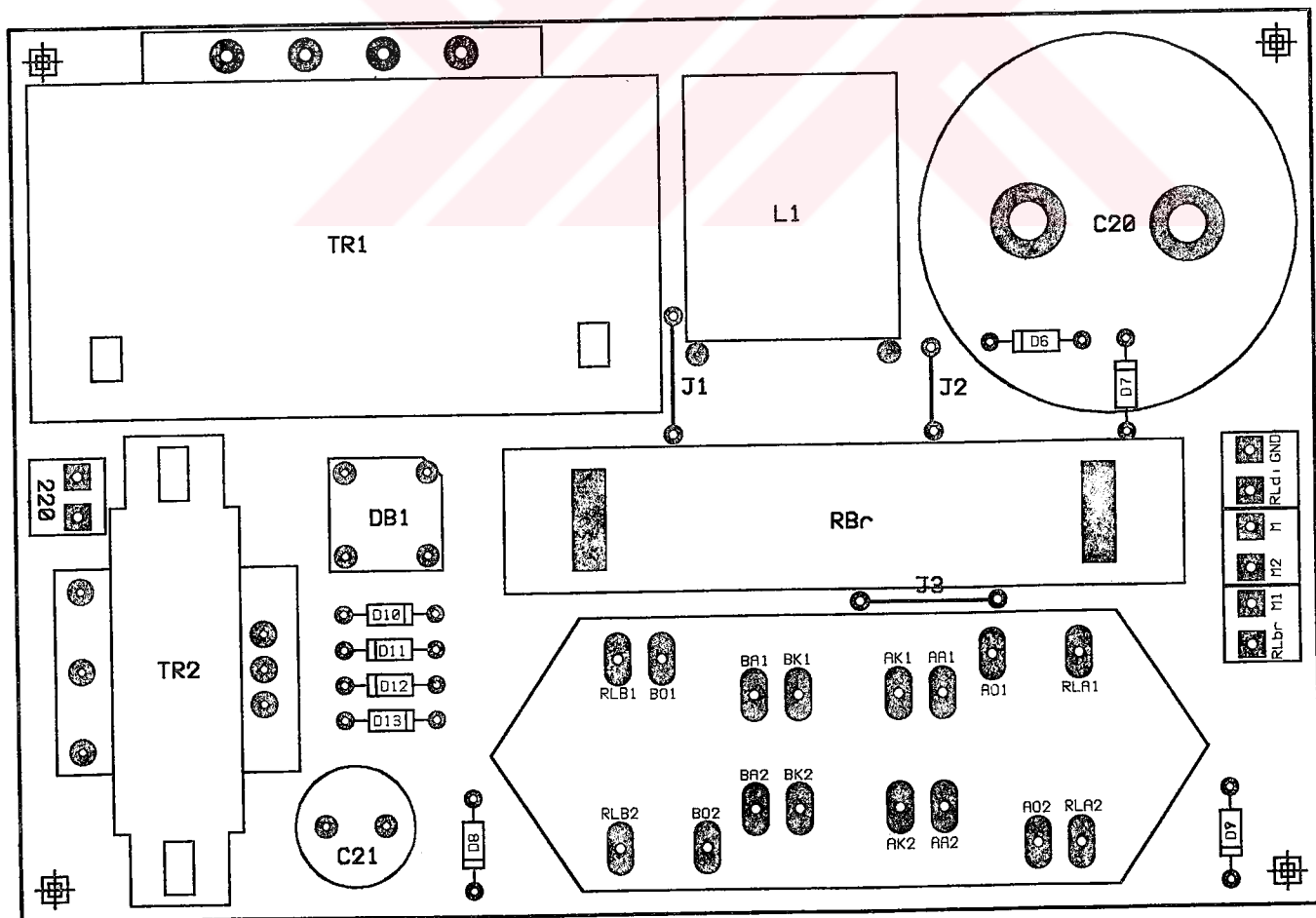
Title Motor Yün ve Fren Kontaklı Dörtesi		
Size B	Number 13/81	Revision
Date 9-Jun-1999	Sheet of	
File C:\P\W\ASCHMUT\DRUCKSCH	Drawn By: MS. Nida Aygen Üstün	
	7	8

Título				Yön ve Fizi Kâle Beşleme Devresi			
Size	Number	14/82		Size	Number	14/82	
Date:	9-Jan-1969			Date:	9-Jan-1969		
File:	C:\PVS\SCRSCH\FE20RDI SCH			File:	C:\PVS\SCRSCH\FE20RDI SCH		
Drawn By:	Sta. Mda. Aljos Guevarra			Drawn By:	Sta. Mda. Aljos Guevarra		

Elemanın Kodu	Elemanın Cinsi	Parametre	R.No	Devre Adı
R1	Direnç	220	2	Digital analog converter
R2	Direnç	15k	2	Digital analog converter
R3	Direnç	10k	2	Digital analog converter
R4	Direnç	1k	2	Digital analog converter
R5	Direnç	4.7k	2	Digital analog converter
R6	Direnç	1k	3	Testeredişi sinyal üretici
R7	Direnç	3.3k	3	Testeredişi sinyal üretici
R8	Direnç	100	3	Testeredişi sinyal üretici
R9	Direnç	560 (1W)	3	Testeredişi sinyal üretici
R10	Direnç	1k	4	Karşılaştırma devresi
R11	Direnç	100k	4	Karşılaştırma devresi
R12	Direnç	10k	4	Karşılaştırma devresi
R13	Direnç	453	4	Karşılaştırma devresi
R14	Direnç	33	4	Karşılaştırma devresi
R15	Direnç	1 (4W)	5	MOSFET sürücü devre
R16	Direnç	330	6	Fren ve yön kontrol devresi
R17	Direnç	10k	6	Fren ve yön kontrol devresi
R18	Direnç	2.5k	6	Fren ve yön kontrol devresi
R19	Direnç	7.8k	6	Fren ve yön kontrol devresi
R20	Direnç	330	6	Fren ve yön kontrol devresi
R21	Direnç	10k	6	Fren ve yön kontrol devresi
R22	Direnç	2.5k	6	Fren ve yön kontrol devresi
R23	Direnç	7.8k	6	Fren ve yön kontrol devresi
R24	Direnç	7.8k	6	Fren ve yön kontrol devresi
R25	Direnç	330	6	Fren ve yön kontrol devresi
R26	Direnç	330	6	Fren ve yön kontrol devresi
R27	Direnç	330	7	PWM bloke devresi
R28	Direnç	10k	7	PWM bloke devresi
R29	Direnç	100	7	PWM bloke devresi
R30	Direnç	7.1k	7	PWM bloke devresi
R31	Direnç	33 (0.5W)	7	PWM bloke devresi
R32	Direnç	56 (2W)	7	PWM bloke devresi
R33	Direnç	220	7	PWM bloke devresi
R34	Direnç	4.7k	8	Gerilim amplifikatörü
R35	Direnç	100k	9	Gerilim kont. osilatör d.
R36	Direnç	100k	9	Gerilim kont. osilatör d.
R37	Direnç	47	9	Gerilim kont. osilatör d.
R38	Direnç	22k	9	Gerilim kont. osilatör d.
R39	Direnç	12k	9	Gerilim kont. osilatör d.
R40	Direnç	6.8k	9	Gerilim kont. osilatör d.
R41	Direnç	10k	9	Gerilim kont. osilatör d.
R42	Direnç	330	10	Frekans bölücü devre
R43	Direnç	10k	10	Frekans bölücü devre
R44	Direnç	4.7k	11	Sıcaklık frekans dönüş.
R45	Direnç	330	11	Sıcaklık frekans dönüş.
R46	Direnç	10k	11	Sıcaklık frekans dönüş.
R47	Direnç	330	12	Pulse filtre devresi

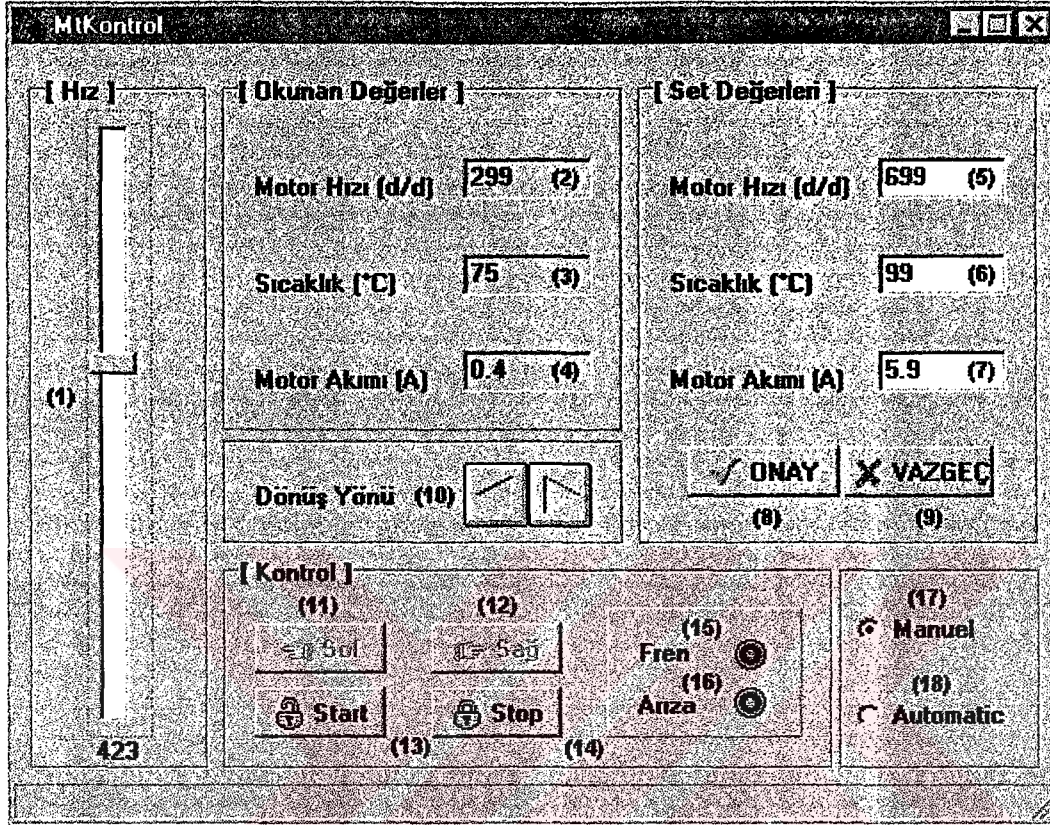
Elemanın Kodu	Elemanın Cinsi	Parametre	R.No	Devre Adı
R48	Direnç	10k	12	Pulse filtre devresi
R49	Direnç	330	12	Pulse filtre devresi
R50	Direnç	10k	12	Pulse filtre devresi
R51	Direnç	330	12	Pulse filtre devresi
R52	Direnç	68	12	Pulse filtre devresi
Rbr	Direnç	3.3 (40W)	13	Motor yön ve fren kontak d.
SR	Direnç	8x10k	1	Digital analog converter
P1	Trimpot	1k	2	Digital analog converter
P2	Trimpot	10k	3	Testeredişi sinyal üret.
P3	Trimpot	1k	3	Testeredişi sinyal üret.
P4	Trimpot	100k	8	Gerilim amplifikatörü
P5	Trimpot	50k	9	Gerilim kont. osilatör dev.
P6	Trimpot	5k	9	Gerilim kont. osilatör dev.
C1	Kondansatör	22pF	2	Digital analog converter
C2	Kondansatör	1uF	3	Testeredişi sinyal üret.
C3	Kondansatör	1nF	3	Testeredişi sinyal üret.
C4	Kondansatör	47uF	3	Testeredişi sinyal üret.
C5	Kondansatör	10nF	5	Mosfet sürücü devresi
C6	Kondansatör	82pF	8	Gerilim amplifikatörü
C7	Kondansatör	100nF	9	Gerilim kont. osilatör dev.
C8	Kondansatör	1uF	9	Gerilim kont. osilatör dev.
C9	Kondansatör	10nF	9	Gerilim kont. osilatör dev.
C10	Kondansatör	100nF	11	Sıcaklık frekans dönüş.
C11	Kondansatör	10nF	11	Sıcaklık frekans dönüş.
C12	Kondansatör	220nF	12	Pulse filtre devresi
C13	Kondansatör	10uF	1	8751 ve seri hab. devresi
C14	Kondansatör	10uF	1	8751 ve seri hab. devresi
C15	Kondansatör	10uF	1	8751 ve seri hab. devresi
C16	Kondansatör	10uF	1	8751 ve seri hab. devresi
C17	Kondansatör	2.2uF	1	8751 ve seri hab. devresi
C18	Kondansatör	33pF	1	8751 ve seri hab. devresi
C19	Kondansatör	33pF	1	8751 ve seri hab. devresi
C20	Kondansatör	5600uF 63V	13	Motor yön ve fren kontak d.
C21	Kondansatör	1000uF 50V	14	Yön ve fren r. besleme dev.
L1	Bobin	48mH	13	Motor yön ve fren kontak d.
Xtall	Kristal	11.0592 MHz	1	8751 ve seri hab. devresi
D1	Diyot	1N4148	3	Testeredişi sinyal üret.
D2	Diyot	1N4148	3	Testeredişi sinyal üret.
D3	Diyot	1N4148	6	Fren ve yön kont. devresi
D4	Diyot	1N4148	6	Fren ve yön kont. devresi
D5	Diyot	1N4148	7	PWM bloke devresi
D6	Diyot	1N4004	13	Motor yön ve fren kontak d.
D7	Diyot	1N4004	13	Motor yön ve fren kontak d.
D8	Diyot	1N4001	14	Yön ve fren r. besleme dev.
D9	Diyot	1N4001	14	Yön ve fren r. besleme dev.
D10	Diyot	1N4001	14	Yön ve fren r. besleme dev.
D11	Diyot	1N4001	14	Yön ve fren r. besleme dev.

Elemanın Kodu	Elemanın Cinsi	Parametre	R.No	Devre Adı
D12	Diyot	1N4001	14	Yön ve fren r. besleme dev.
D13	Diyot	1N4001	14	Yön ve fren r. besleme dev.
DB1	Köprü diyot	KBPC 605	13	Motor yön ve fren kontak d.
TR1	Transformatör	2x24V	13	Motor yön ve fren kontak d.
TR2	Transformatör	2x12V	14	Yön ve fren r. besleme dev.
RL1	Röle	6V	7	PWM bloke devresi
RL2	Röle	24V	14	Yön ve fren r. besleme dev.
RL3	Röle	24V	14	Yön ve fren r. besleme dev.
LD1	Led	Kırmızı	6	Fren ve yön kontrol devresi
LD2	Led	Yeşil	6	Fren ve yön kontrol devresi
LD3	Led	Yeşil	6	Fren ve yön kontrol devresi
LD4	Led	Sarı	7	PWM bloke devresi
T1	Transistör	BC212	3	Testeredişi sinyal üretici
T2	Transistör	BC547	3	Testeredişi sinyal üretici
T3	Transistör	BC212	3	Testeredişi sinyal üretici
T4	Transistör	BC212	3	Testeredişi sinyal üretici
T5	Transistör	BC547	3	Testeredişi sinyal üretici
T6	MOSFET	IRF630	5	MOSFET sürücü devre
T7	Transistör	BD139	6	Fren ve yön kontrol devresi
T8	Transistör	BC546	6	Fren ve yön kontrol devresi
T9	Transistör	BC547	6	Fren ve yön kontrol devresi
T10	Transistör	BC547	6	Fren ve yön kontrol devresi
T11	Transistör	BD237	7	PWM bloke devresi
T12	Transistör	BC548	7	PWM bloke devresi
T13	Transistör	BD139	6	Fren ve yön kontrol devresi
Vreg	Gerilim regülatörü	7812	3	Testeredişi sinyal üretici
OC1	Opto-kuplör	4N25	6	Fren ve yön kontrol devresi
OC2	Opto-kuplör	4N25	6	Fren ve yön kontrol devresi
OC3	Opto-kuplör	4N25	7	PWM bloke devresi
OC4	Opto-kuplör	4N25	10	Frekans bölücü devre
OC5	Opto-kuplör	4N25	11	Sıcaklık frekans dönüştür.
OC6	Opto-kuplör	4N25	12	Pulse filtre devresi
OP1	Op-amp	741	2	Digital analog converter d.
OP2	Op-amp	741	2	Digital analog converter d.
OP3	Op-amp	LM311	4	Karşılaştırma devresi
OP4	Op-amp	CA3130	8	Gerilim amplifikatörü
IC1	Mikrodenetleyici	8751	1	8751 ve seri hab. devresi
IC2	RS232 ent.	TSC232	1	8751 ve seri hab. devresi
IC3	DAC entegresi	MC1408	2	Digital analog converter d.
IC4	Not gate	4069	5	MOSFET sürücü devre
IC5	Nand gate	4011	6	Fren ve yön kontrol devresi
IC6	3 girişli And gate	4073	6	Fren ve yön kontrol devresi
IC7	VCO entegresi	LM331	9	Gerilim kont. osilatör
IC8	10'luk sayıcı	7490	10	Frekans bölücü devre
IC9	Zamanlama ent.	555	11	Sıcaklık frekans dönüştür.
IC10	Schmitt trigger	7414	12	Pulse filtre devresi



5. KONTROL PROGRAMININ ÇALIŞMASI

Bu bölümde Şekil 5.1’de ekran görüntüsü verilen kontrol programının çalışması anlatılacaktır.



Şekil 5.1 Kontrol programı ekran görüntüsü

Ekran görüntüsünün sağ tarafında görülen (1) Track Bar ile motor hızı ayarlanmaktadır. Ayarlanan bu değer bilgisayarın seri kanalına çıkarılarak mikrodnetleyiciye gönderilir. Mikrodnetleyici seri kanalındaki hız bilgisini paralele dönüştürerek P0 port'una yazar. Buradaki 1 byte'lık sayısal bilgi DAC entegresi ile analog bilgiye dönüştürülerek PWM için referans gerilim oluşturulur. Motor hızının maximum 700 d/d'ya kadar ayarı yapılabilir. Ayarlanan değer track bar'ın altında sayısal olarak görülmektedir.

Okunan değerler Group Box'ı, mikrodnetleyicinin P2 portuna frekans olarak girişi yapılan ve mikrodnetleyicinin seri kanalına gönderilen hız, sıcaklık ve akım bilgilerinin ekrandan okunmasını sağlamaktadır. Buradaki (2), (3) ve (4) Edit'lerine bilgi girişi yapılamaz.

Set değerleri Group Box'ı, kullanıcı tarafından belirlenen maximum değerleri belirlemek için kullanılmıştır. (5), (6) ve (7) Edit'lerinin içerisine yazılan set değerler ONAY (8) isimli

Button'a basılarak saklanır. Yeni değerler girilmek istendiğinde (5), (6) ve (7) Edit'lerine giriş yapılarak ONAY Button'una basılması yeterlidir. Eğer bu sırada eski değerlere dönüş yapmak istenirse VAZGEÇ (9) Button'una basılmalıdır.

Okunan, motor hızı, sıcaklık veya akım değerlerinden herhangi birisi set değerleri aştığında, kontrol kartı arıza durumuna geçer. Emniyet rölesi çekerek PWM çıkışını sıfırlar. Aynı anda fren rölesi eker ve motor dinamik frenleme ile durdurulur. Bu durum program üzerinde Fren (15), Arıza (16) ledlerinin yanması ile gözlenir. Ayrıca kontrol kartı üzerindeki kırmızı ve sarı ledler de yanarak bu durumu haber vermektedir.

Kontrol Group Box'ı mikrodenetleyici vasıtasıyla yön, fren ve PWM bloke devresinde yer alan emniyet rölelerine on-off kumandalarını vermek için kullanılmaktadır. Program alıştırıldığında Track Bar 0 konumunda olduğu için motor hızı 0'dır. Track Bar arttırılarak istenen hız seviyesi ayarlanır. Track Bar 0'a çekilerek veya Stop Button'una basılarak motor durdurulabilir. Stop Button'una (14) basıldığında motor direnimle frenleme yöntemi kullanılarak frenlenir. Bu sırada kontrol kartı ve program (15) üzerinde kırmızı ledler yanarak frenleme durumunu işaret eder.

Sol (11) ve Sağ (12) Button'ları motorun bir röle yardımıyla dönüş yönünü değiştirmek için kullanılır. Motor durdurulmadan dönüş yönünün değiştirilmemesi için Sol ve Sağ Button'ları yazılım vasıtasıyla pasif hale getirilmiştir. Motorun durması (2) Edit'indeki değerin sıfırlanması ile kontrol edilir.

Manuel (17) Radio Button 'u, Track Bar hareket ettirilmeden önce seçili olmalıdır. istenen hız değeri ayarlandıktan sonra, Automatic (18) Radio Button'u seçilerek hızın ayarlanan değerde sabit kalması sağlanır. Bu sırada Track Bar pasif olur ve kullanıcı tarafından hareket ettirilemez. Burada hızın sabit bir değerde çalışması donanım geri beslemesi yardımıyla değil yazılım aracılığıyla sağlanmıştır.

6. SONUÇ

Günümüzde telefon hatları aracılığıyla veri iletimi, kullanılan modemlerin ve ara birimlerin gelişmesi ile oldukça hızlı ve doğru olarak gerçekleştirilebilmektedir. Piyasada, endüstrideki otomasyon problemlerine çözümler getiren değişik yazılım ve donanım paketleri bulunmaktadır. Bu tezde kullanılan paket programlar ile fazla karmaşık olmayan bir kontrol ve izleme uygulaması gerçekleştirilmiştir. Kontrolu sağlayan, kontrol kartı ile RS 232 ara birimi aracılığıyla haberleşen bilgisayardaki yazılım geliştirilerek ve değişik uygulamalar için amaca yönelik kartlar tasarlanarak, bu yöntem vasıtası ile çok değişik kontrol uygulamaları gerçekleştirmek mümkündür.



KAYNAKLAR

Adam Elektronik, “AN34U Rack Modem Sistemi” , Eğitim Semineri Notları. [1]

Advanced Power Technology, (1995), Product Databook

Barry, B. B., (1994), The Intel Microprocessors, 80486 Architecture, Programming and Interfacing Third Edition, Prentice-Hall International Inc., Mexico.

Grant, A. D., Goward, J., (1989), Power MOSFETs Theory and Applications.

Gülgün, R., (1995), Güç Elektroniğı, Yıldız Teknik Üniversitesi Yayını, 302, İstanbul. [4]

Gümüşkaya, H.,(1997),8051 Mikrodenetleyicisi Ders Notları, Uludağ Üniversitesi. [2]

Günaydın, M., (1997), Güç Mosfetlerinin Yapısı ve Sürülmesi, Bitirme Tezi, Uludağ Üniversitesi Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi. [3]

Hall, V. D., (1983), Çev: Barkana, A., (1994), Mikroişlemciler ve Sayısal Sistemler, Milli Eğitim Bakanlığı Yayınları, ISBN 975-11-0858-6, İstanbul.

Kuntman, M. H., (1994), Endüstriyel Elektronik, Sistem Yayıncılık, İstanbul.

Özalp, O. M., (1995), A/D ve D/A çeviriciler, Bitirme Tezi, U.Ü. Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi.

Pastacı, H.,(1991), Elektronik Devreler, Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fakültesi

Sporck, C. E., LS/S/TTL Databook, National Semiconductors Corporation.

Yanık, M., (1996), Borland Delphi ile Görsel Programcılık, Sistem Yayıncılık, ISBN 975-7397-84-9, İstanbul.



IRF630 IRF630FP

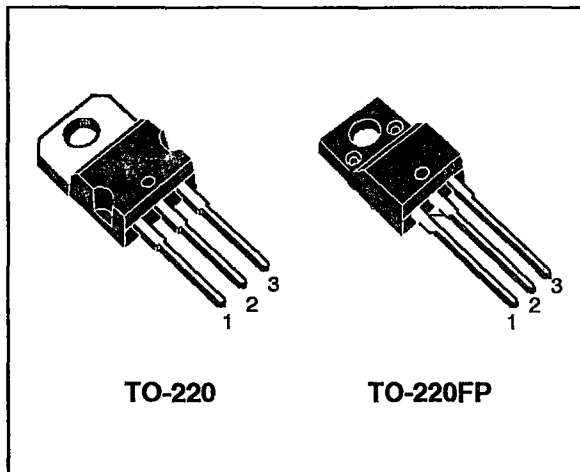
N - CHANNEL 200V - 0.35Ω - 9A - TO-220/FP MESH OVERLAY™ MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF630	200 V	< 0.40 Ω	9 A
IRF630FP	200 V	< 0.40 Ω	9 A

- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.35 Ω
- EXTREMELY HIGH dV/dt CAPABILITY
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

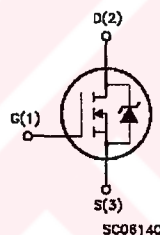
This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.



APPLICATIONS

- HIGH CURRENT SWITCHING
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY (UPS)
- DC/DC CONVERTERS FOR TELECOM, INDUSTRIAL, AND LIGHTING EQUIPMENT.

INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value		Unit
		IRF630	IRF630FP	
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	200		V
V _{DGR}	Drain- gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	200		V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20		V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	9	9(**)	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	5.7	5.7(**)	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	36	36	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	75	25	W
	Derating Factor	0.6	0.20	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	5	5	V/ns
V _{ISO}	Insulation Withstand Voltage (DC)	—	2000	V
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150		°C
T _J	Max. Operating Junction Temperature	150		°C

(*) Pulse width limited by safe operating area (1) I_{SD} ≤ 9A, di/dt ≤ 300 A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS}, T_J ≤ T_{JMAX}
First Digit of the Datecode Being Z or K Identifies Silicon Characterized in this Datasheet

(**) Limited only by Maximum Temperature Allowed

February 1999

THERMAL DATA

		TO-220	TO-220FP	
$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case Max	1.67	4.17	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient Max	62.5		$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{thc-sink}$	Thermal Resistance Case-sink Typ	0.5		$^{\circ}\text{C/W}$
T_l	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose	300		$^{\circ}\text{C}$

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I_{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T_j max)	9	A
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting $T_j = 25^{\circ}\text{C}$, $I_D = I_{AR}$, $V_{DD} = 50\text{ V}$)	160	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source Breakdown Voltage	$I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$ $V_{GS} = 0$	200			V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{GS} = 0$)	$V_{DS} = \text{Max Rating}$ $V_{DS} = \text{Max Rating}$ $T_c = 125^{\circ}\text{C}$			1 50	μA μA
I_{GSS}	Gate-body Leakage Current ($V_{DS} = 0$)	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}$			± 100	nA

ON (*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-source On Resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}$ $I_D = 5\text{ A}$		0.35	0.40	Ω
$I_{D(on)}$	On State Drain Current	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$	10			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs} (*)$	Forward Transconductance	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $I_D = 5\text{ A}$	3	4		S
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25\text{ V}$ $f = 1\text{ MHz}$ $V_{GS} = 0$		540	700	pF
C_{oss}	Output Capacitance			90	120	pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance			35	50	pF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$ t_r	Turn-on Time Rise Time	$V_{DD} = 100\text{ V}$ $I_D = 4.5\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 3)		10 15	14 20	ns ns
Q_g Q_{gs} Q_{gd}	Total Gate Charge Gate-Source Charge Gate-Drain Charge	$V_{DD} = 160\text{ V}$ $I_D = 9\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		31 7.5 9	45	nC nC nC

SWITCHING OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(voff)}$ t_f t_c	Off-voltage Rise Time Fall Time Cross-over Time	$V_{DD} = 160\text{ V}$ $I_D = 9\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 5)		12 12 25	17 17 35	ns ns ns

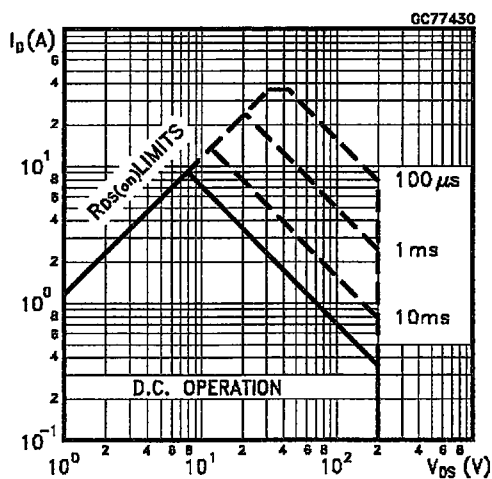
SOURCE DRAIN DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD} $I_{SDM}(\bullet)$	Source-drain Current Source-drain Current (pulsed)				9 36	A A
$V_{SD} (*)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 9\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.5	V
t_{rr} Q_{rr} I_{RRM}	Reverse Recovery Time Reverse Recovery Charge Reverse Recovery Current	$I_{SD} = 9\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 50\text{ V}$ $T_j = 150^\circ\text{C}$ (see test circuit, figure 5)		170 0.95 11		ns μC A

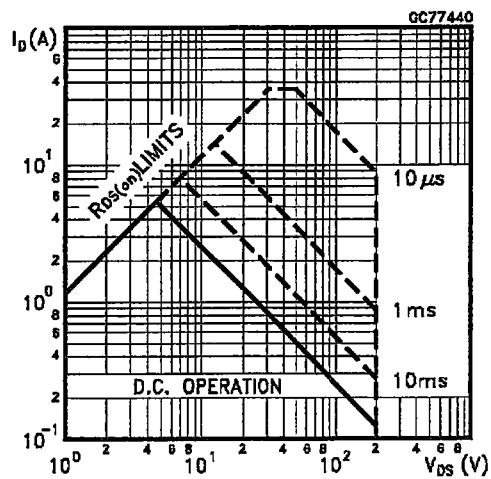
(*) Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %

(\bullet) Pulse width limited by safe operating area

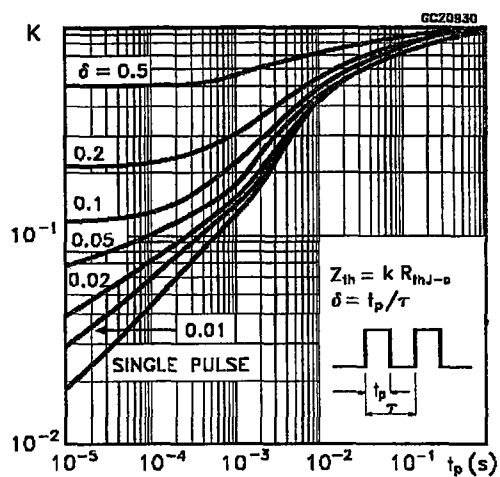
Safe Operating Area for TO-220



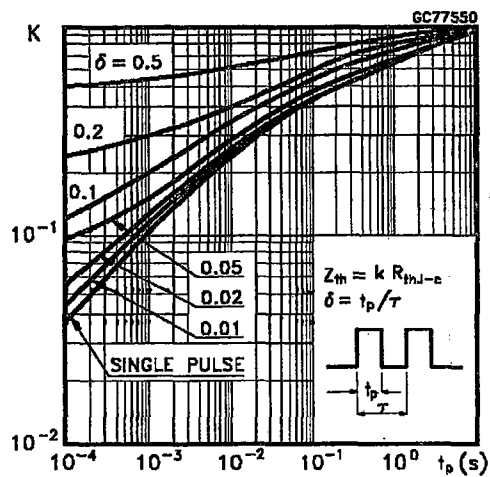
Safe Operating Area for TO-220FP



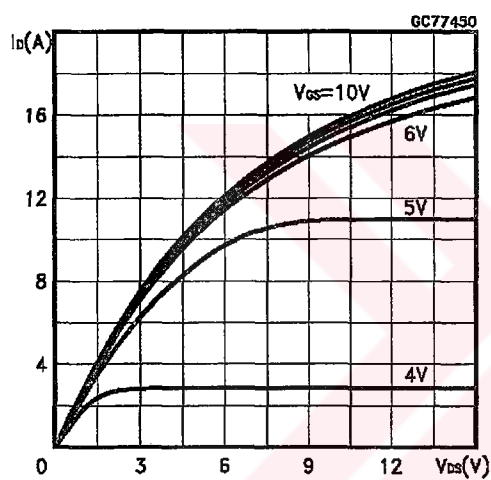
Thermal Impedance for TO-220



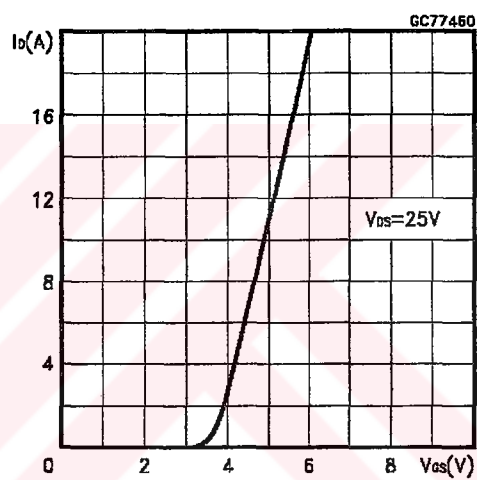
Thermal Impedance for TO-220FP



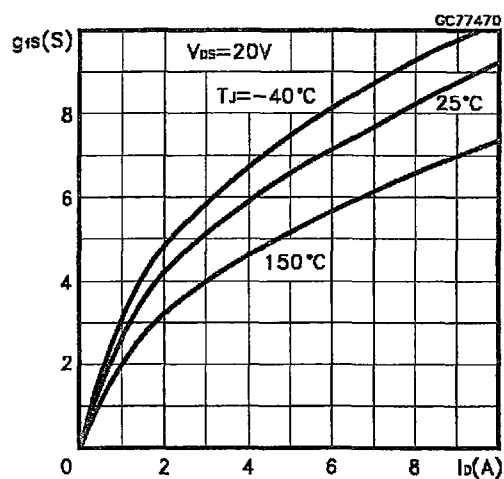
Output Characteristics



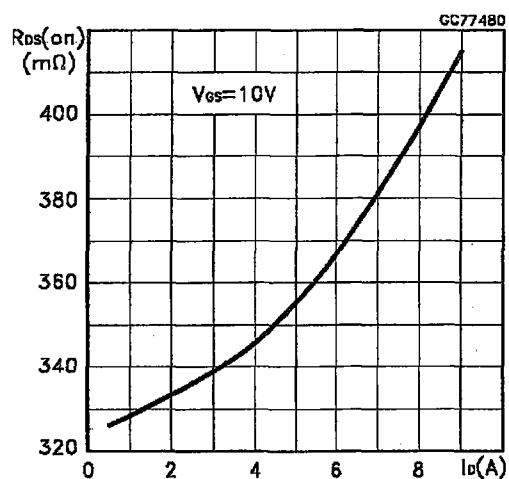
Transfer Characteristics



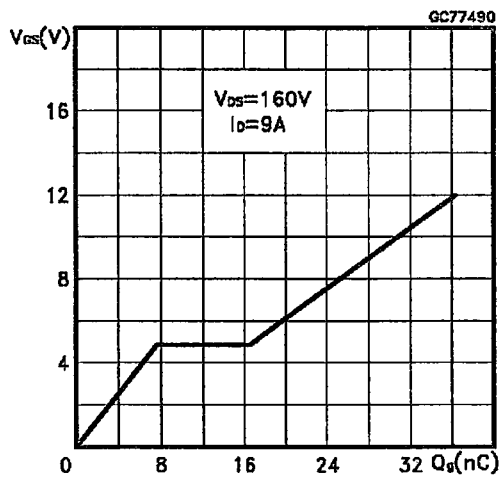
Transconductance



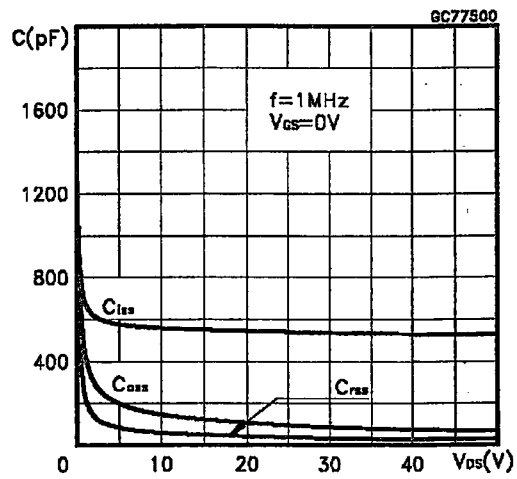
Static Drain-source On Resistance



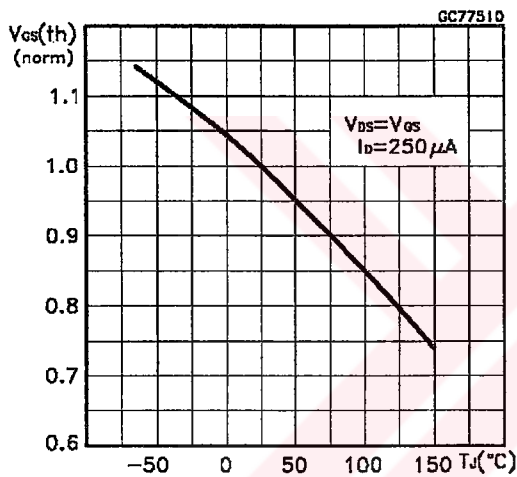
Gate Charge vs Gate-source Voltage



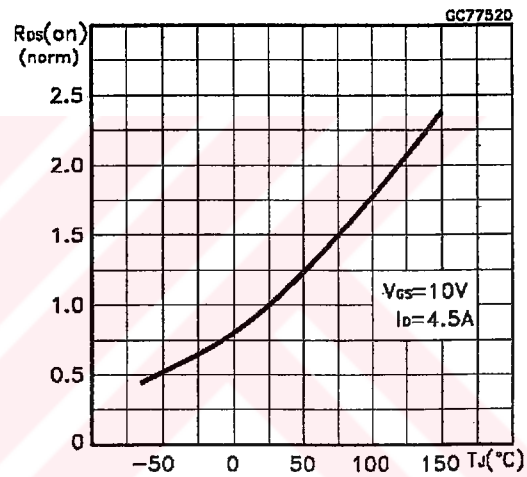
Capacitance Variations



Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics

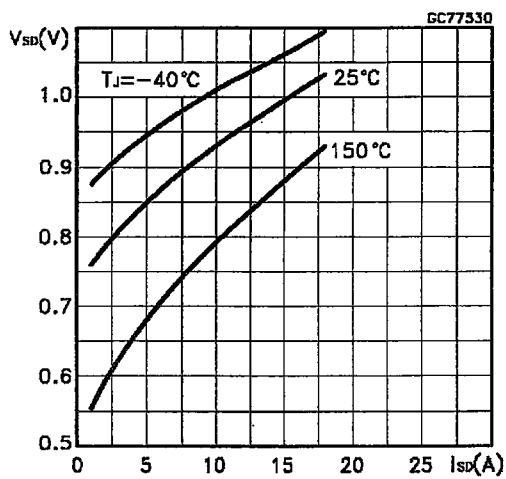


Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

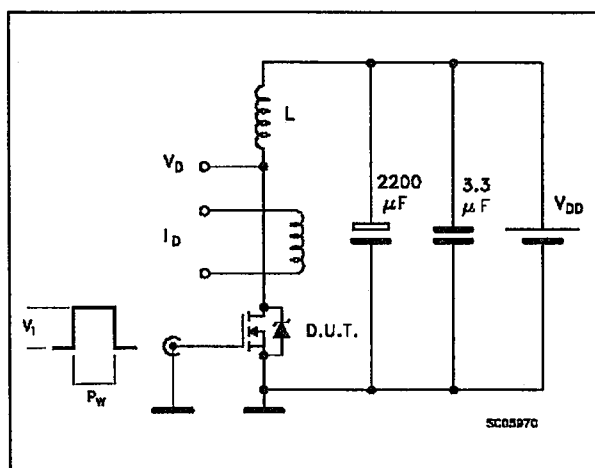


Fig. 2: Unclamped Inductive Waveform

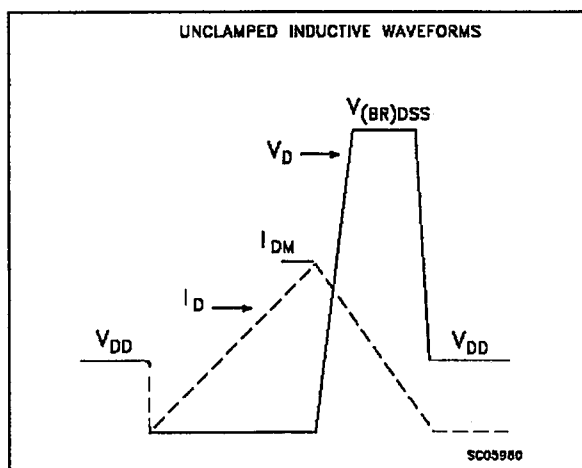


Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load

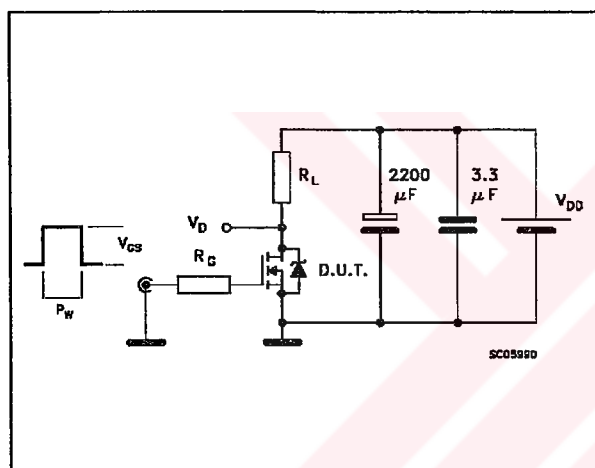


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

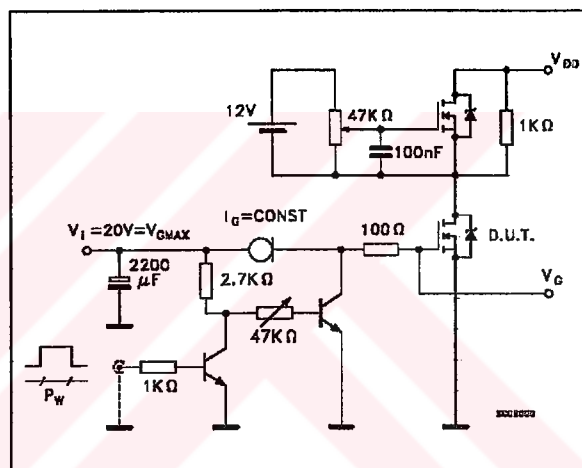
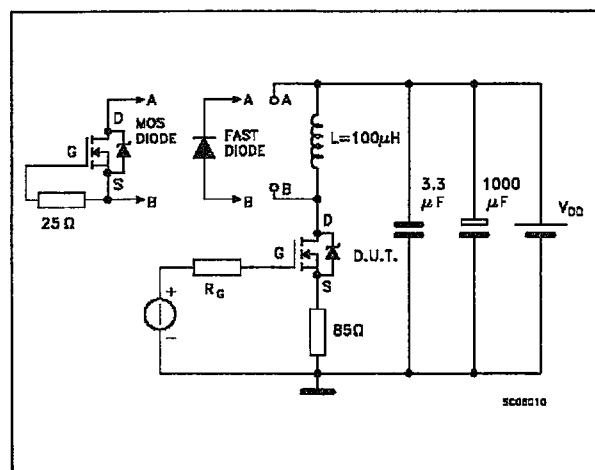
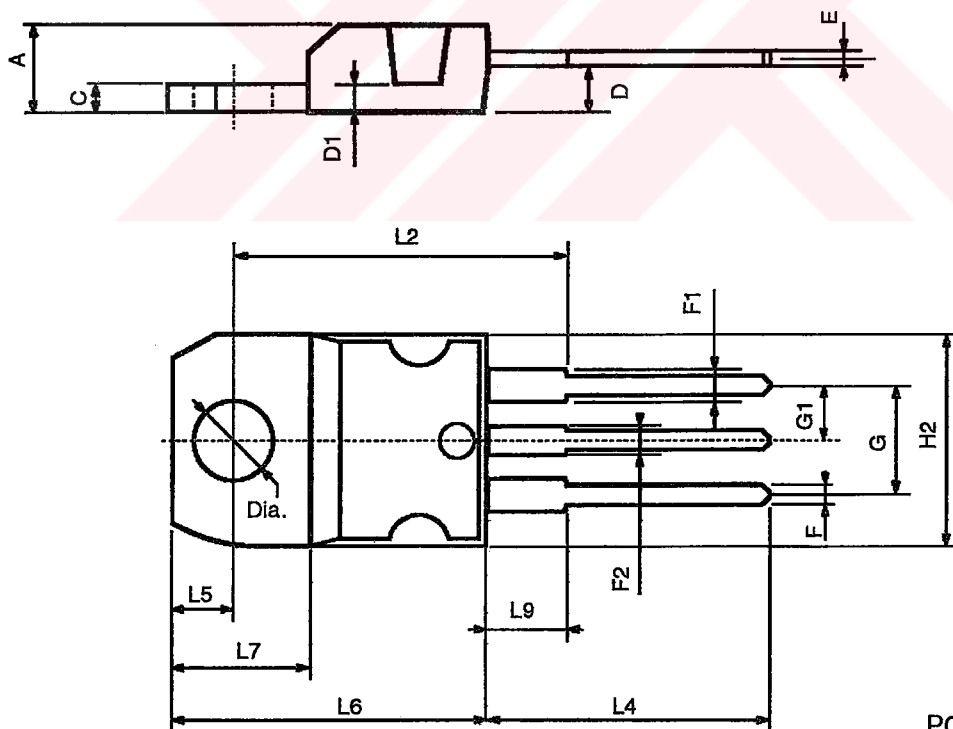


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times



TO-220 MECHANICAL DATA

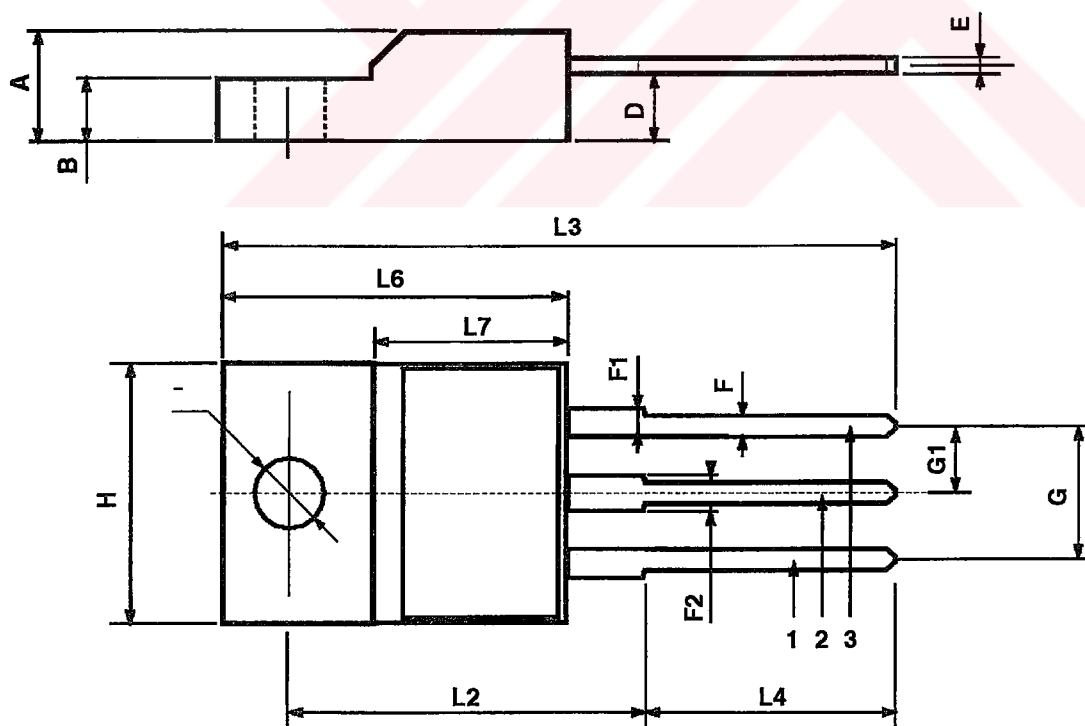
DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.40		4.60	0.173		0.181
C	1.23		1.32	0.048		0.051
D	2.40		2.72	0.094		0.107
D1		1.27			0.050	
E	0.49		0.70	0.019		0.027
F	0.61		0.88	0.024		0.034
F1	1.14		1.70	0.044		0.067
F2	1.14		1.70	0.044		0.067
G	4.95		5.15	0.194		0.203
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H2	10.0		10.40	0.393		0.409
L2		16.4			0.645	
L4	13.0		14.0	0.511		0.551
L5	2.65		2.95	0.104		0.116
L6	15.25		15.75	0.600		0.620
L7	6.2		6.6	0.244		0.260
L9	3.5		3.93	0.137		0.154
DIA.	3.75		3.85	0.147		0.151



P011C

TO-220FP MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.4		4.6	0.173		0.181
B	2.5		2.7	0.098		0.106
D	2.5		2.75	0.098		0.108
E	0.45		0.7	0.017		0.027
F	0.75		1	0.030		0.039
F1	1.15		1.7	0.045		0.067
F2	1.15		1.7	0.045		0.067
G	4.95		5.2	0.195		0.204
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H	10		10.4	0.393		0.409
L2		16			0.630	
L3	28.6		30.6	1.126		1.204
L4	9.8		10.6	0.385		0.417
L6	15.9		16.4	0.626		0.645
L7	9		9.3	0.354		0.366
Ø	3		3.2	0.118		0.126



8-bit multiplying D/A converter

MC1508-8/1408-8

DESCRIPTION

The MC1508/MC1408 series of 8-bit monolithic digital-to-analog converters provide high-speed performance with low cost. They are designed for use where the output current is a linear product of an 8-bit digital word and an analog reference voltage.

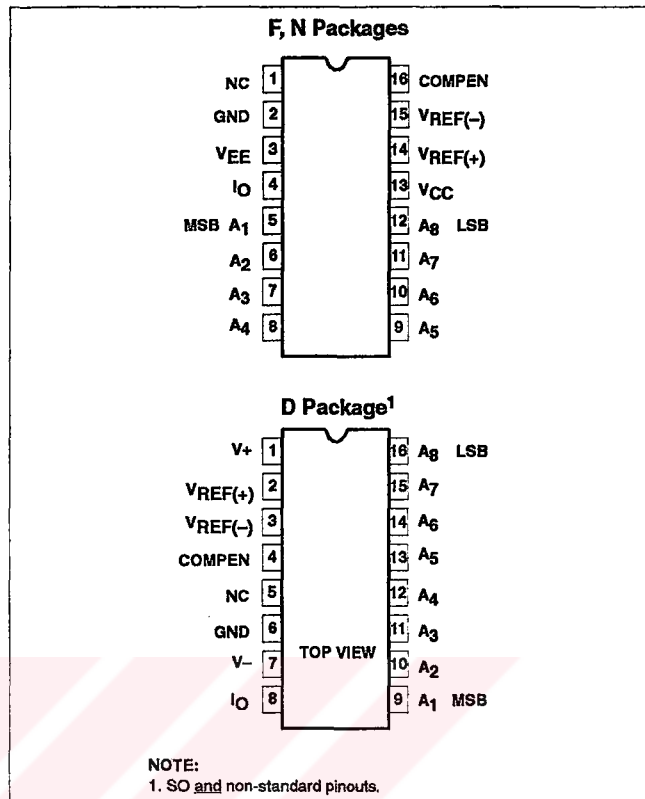
FEATURES

- Fast settling time — 70ns (typ)
- Relative accuracy $\pm 0.19\%$ (max error)
- Non-inverting digital inputs are TTL and CMOS compatible
- High-speed multiplying rate 4.0mA/ μ s (input slew)
- Output voltage swing +0.5V to -5.0V
- Standard supply voltages +5.0V and -5.0V to -15V
- Military qualifications pending

APPLICATIONS

- Tracking A-to-D converters
- 2 1/2-digit panel meters and DVMs
- Waveform synthesis
- Sample-and-Hold
- Peak detector
- Programmable gain and attenuation
- CRT character generation
- Audio digitizing and decoding
- Programmable power supplies
- Analog-digital multiplication
- Digital-digital multiplication
- Analog-digital division
- Digital addition and subtraction
- Speech compression and expansion
- Stepping motor drive modems
- Servo motor and pen drivers

PIN CONFIGURATIONS



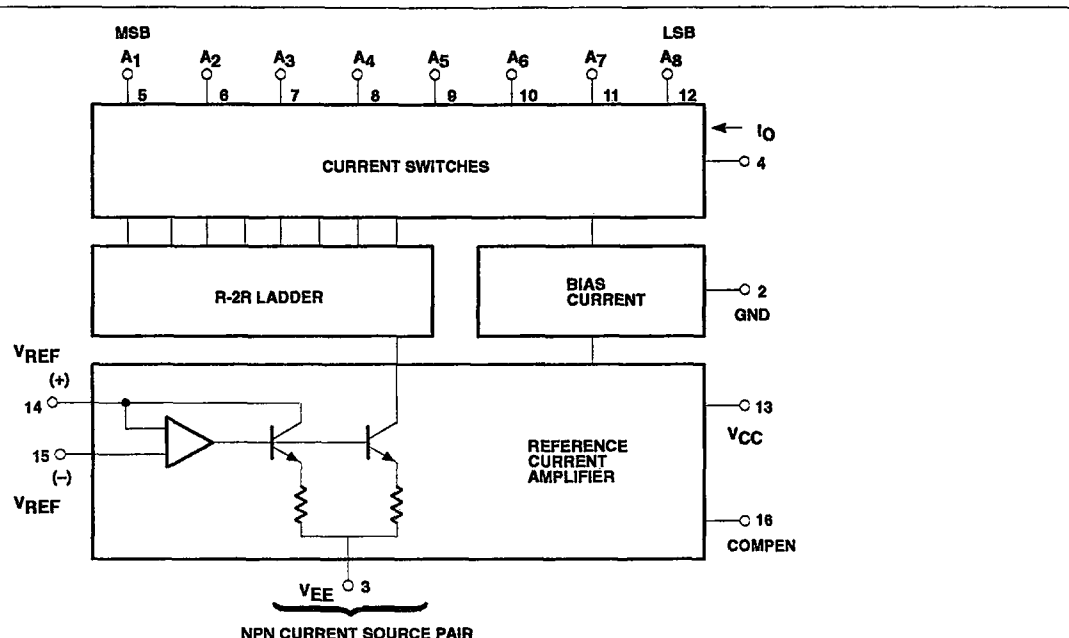
ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
16-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	-55 to +125°C	MC1508-8F	0582B
16-Pin Ceramic Dual In-Line Package (CERDIP)	0 to +70°C	MC1408-8F	0582B
16-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	MC1408-8N	0406C
16-Pin Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	MC1408-8D	0005D

8-bit multiplying D/A converter

MC1508-8/1408-8

LOCK DIAGRAM



CIRCUIT DESCRIPTION

The MC1508/MC1408 consists of a reference current amplifier, an R-2R ladder, and 8 high-speed current switches. For many applications, only a reference resistor and reference voltage need be added.

The switches are non-inverting in operation; therefore, a high state on the input turns on the specified output current component.

The switch uses current steering for high speed, and a termination amplifier consisting of an active load gain stage with unity gain

feedback. The termination amplifier holds the parasitic capacitance of the ladder at a constant voltage during switching, and provides a low impedance termination of equal voltage for all legs of the ladder.

The R-2R ladder divides the reference amplifier current into binary-related components, which are fed to the remainder current which is equal to the least significant bit. This current is shunted to ground, and the maximum output current is 255/256 of the reference amplifier current, or 1.992mA for a 2.0mA reference amplifier current if the NPN current source pair is perfectly matched.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V_{CC}	Positive power supply voltage	+5.5	V
V_{EE}	Negative power supply voltage	-16.5	V
$V_5 - V_{12}$	Digital input voltage	0 to V_{CC}	V
V_O	Applied output voltage	-5.2 to +18	V
I_{14}	Reference current	5.0	mA
V_{14}, V_{15}	Reference amplifier inputs	V_{EE} to V_{CC}	
P_D	Maximum power dissipation, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (still-air) ¹		
	F package	1190	mW
	N package	1450	mW
	D package	1080	mW
T_{SOLD}	Lead soldering temperature (10 sec)	300	°C
T_A	Operating temperature range		
	MC1508	-55 to +125	°C
	MC1408	0 to +75	°C
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C

NOTES:

1. Derate above 25°C, at the following rates: F package at 9.5mW/°C; N package at 11.6mW/°C; D package at 8.6mW/°C

8-bit multiplying D/A converter

MC1508-8/1408-8

C ELECTRICAL CHARACTERISTICS

n 3 must be 3V more negative than the potential to which R₁₅ is returned. V_{CC} = +5.0V_{DC}, V_{EE} = -15V_{DC}, V_{REF}/R₁₄ = 2.0mA unless otherwise specified. MC1508: T_A = -55°C to 125°C. MC1408: T_A = 0°C to 75°C, unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	MC1508-8			MC1408-8			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
E _r	Relative accuracy	Error relative to full-scale I _O , Figure 3			±0.19			±0.19	%
t _S	Settling time ¹	To within 1/2 LSB, includes t _{PLH} , T _A = +25°C, Figure 4		70			70		ns
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation delay time Low-to-High High-to-Low	T _A = +25°C, Figure 4		35	100		35	100	ns
TCI _O	Output full-scale current drift			-20			-20		ppm/°C
V _{IH} V _{IL}	Digital input logic level (MSB) High Low	Figure 5	2.0		0.8	2.0		0.8	V _{DC}
I _{IH} I _{IL}	Digital input current (MSB) High Low	Figure 5 V _{IH} = 5.0V V _{IL} = 0.8V		0 -0.4	0.04 -0.8		0 -0.4	0.04 -0.8	mA
I ₁₅	Reference input bias current	Pin 15, Figure 5		-1.0	-5.0		-1.0	-5.0	μA
I _{OR}	Output current range	Figure 5 V _{EE} = -5.0V V _{EE} = -7.0V to -15V	0 0	2.0 2.0	2.1 4.2	0 0	2.0 2.0	2.1 4.2	mA
I _O	Output current	Figure 5 V _{REF} = 2.000V, R ₁₄ = 1000Ω	1.9	1.99	2.1	1.9	1.99	2.1	mA
I _{O(min)}	Off-state	All bits low		0	4.0		0	4.0	μA
V _O	Output voltage compliance	E _r ≤ 0.19% at T _A = +25°C, Figure 5 V _{EE} = -5V V _{EE} below -10V		-0.6 +10 -5.5, +10	-0.55, +0.5 -5.0, +0.5		-0.6 +10 -5.5, +10	-0.55, +0.5 -5.0, +0.5	V _{DC}
SRI _{REF}	Reference current slew rate	Figure 6		8.0			8.0		mA/μs
PSRR(-)	Output current power supply sensitivity	I _{REF} = 1mA		0.5	2.7		0.5	2.7	μA/V
I _{CC} I _{EE}	Power supply current Positive Negative	All bits low, Figure 5		+2.5 -6.5	+22 -13		+2.5 -6.5	+22 -13	mA
V _{CCR} V _{EE}	Power supply voltage range Positive Negative	T _A = +25°C, Figure 5	+4.5 -4.5	+5.0 -15	+5.5 -16.5	+4.5 -4.5	+5.0 -15	+5.5 -16.5	V _{DC}
P _D	Power dissipation	All bits low, Figure 5 V _{EE} = -5.0V _{DC} V _{EE} = -15.0V _{DC}		34 110	170 305		34 110	170 305	mW

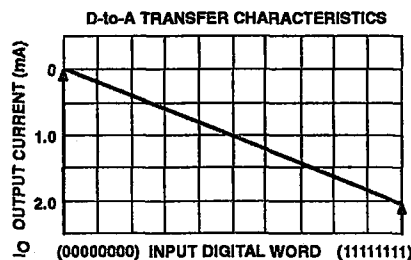
NOTES:

- All bits switched.

8-bit multiplying D/A converter

MC1508-8/1408-8

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



FUNCTIONAL DESCRIPTION

Reference Amplifier Drive and Compensation

The reference amplifier input current must always flow into Pin 14. Regardless of the setup method or reference supply voltage polarity.

Connections for a positive reference voltage are shown in Figure 1. The reference voltage source supplies the full reference current. For bipolar reference signals, as in the multiplying mode, R_{15} can be tied to a negative voltage corresponding to the minimum input level. R_{15} may be eliminated and Pin 15 grounded, with only a small sacrifice in accuracy and temperature drift.

The compensation capacitor value must be increased with increasing values of R_{14} to maintain proper phase margin. For R_{14} values of 1.0, 2.5, and 5.0k Ω , minimum capacitor values are 15, 37, and 75pF. The capacitor may be tied to either V_{EE} or ground, but tying V_{EE} increases negative supply rejection. (Fluctuations in the negative supply have more effect on accuracy than do any changes in the positive supply.)

A negative reference voltage may be used if R_{14} is grounded and the reference voltage is applied to R_{15} , as shown in Figure 2. A high input impedance is the main advantage of this method. The negative reference voltage must be at least 3.0V above the V_{EE} supply. Bipolar input signals may be handled by connecting R_{14} to a positive reference voltage equal to the peak positive input level at Pin 15.

A capacitive bypass to ground is recommended when a DC reference voltage is used. The 5.0V logic supply is not recommended as a reference voltage, but if a well regulated 5.0V supply which drives logic is to be used as the reference, R_{14} should be formed of two series resistors and the junction of the two resistors bypassed with 0.1 μ F to ground. For reference voltages greater than 5.0V, a clamp diode is recommended between Pin 14 and ground.

If Pin 14 is driven by a high impedance such as a transistor current source, none of the above compensation methods apply and the amplifier must be heavily compensated, decreasing the overall bandwidth.

Output Voltage Range

The voltage at Pin 4 must always be at least 4.5V more positive than the voltage of the negative supply (Pin 3) when the reference current is 2mA or less, and at least 8V more positive than the negative supply when the reference current is between 2mA and 4mA. This is necessary to avoid saturation of the output transistors, which would cause serious degradation of accuracy.

Philips Semiconductors MC1508/MC1408 does not need a range control because the design extends the compliance range down to

4.5V (or 8V — see above) above the negative supply voltage without significant degradation of accuracy. Philips Semiconductors MC1508/MC1408 can be used in sockets designed for other manufacturers' MC1508/MC1408 without circuit modification.

Output Current Range

Any time the full-scale current exceeds 2mA, the negative supply must be at least 8V more negative than the output voltage. This is due to the increased internal voltage drops between the negative supply and the outputs with higher reference currents.

Accuracy

Absolute accuracy is the measure of each output current level with respect to its intended value, and is dependent upon relative accuracy, full-scale accuracy and full-scale current drift. Relative accuracy is the measure of each output current level as a fraction of the full-scale current after zero-scale current has been nulled out. The relative accuracy of the MC1508/MC1408 is essentially constant over the operating temperature range because of the excellent temperature tracking of the monolithic resistor ladder. The reference current may drift with temperature, causing a change in the absolute accuracy of output current; however, the MC1508/MC1408 has a very low full-scale current drift over the operating temperature range.

The MC1508/MC1408 series is guaranteed accurate to within $\pm 1/2$ LSB at +25°C at a full-scale output current of 1.99mA. The relative accuracy test circuit is shown in Figure 3. The 12-bit converter is calibrated to a full-scale output current of 1.99219mA; then the MC1508/MC1408's full-scale current is trimmed to the same value with R_{14} so that a zero value appears at the error amplifier output. The counter is activated and the error band may be displayed on the oscilloscope, detected by comparators, or stored in a peak detector.

Two 8-bit D-to-A converters may not be used to construct a 16-bit accurate D-to-A converter. 16-bit accuracy implies a total of $\pm 1/2$ part in 65,536, or $\pm 0.00076\%$, which is much more accurate than the $\pm 0.19\%$ specification of the MC1508/MC1408.

Monotonicity

A monotonic converter is one which always provides an analog output greater than or equal to the preceding value for a corresponding increment in the digital input code. The MC1508/MC1408 is monotonic for all values of reference current above 0.5mA. The recommended range for operation is a DC reference current between 0.5mA and 4.0mA.

Settling Time

The worst case switching condition occurs when all bits are switched on, which corresponds to a low-to-high transition for all input bits. This time is typically 70ns for settling to within 1/2LSB for 8-bit accuracy. This time applies when $R_L < 500\Omega$ and $C_O < 25$ pF. The slowest single switch is the least significant bit, which typically turns on and settles in 65ns. In applications where the D-to-A converter functions in a positive going ramp mode, the worst-case condition does not occur and settling times less than 70ns may be realized.

Extra care must be taken in board layout since this usually is the dominant factor in satisfactory test results when measuring settling time. Short leads, 100 μ F supply bypassing for low frequencies, minimum scope lead length, good ground planes, and avoidance of ground loops are all mandatory.

8-bit multiplying D/A converter

MC1508-8/1408-8

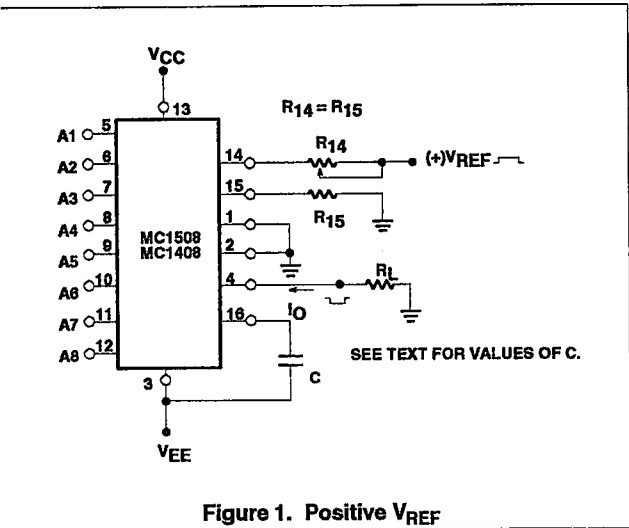


Figure 1. Positive V_{REF}

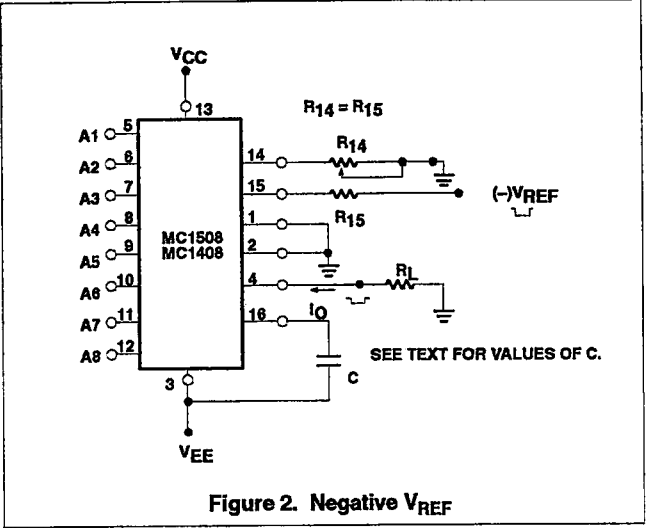


Figure 2. Negative V_{REF}

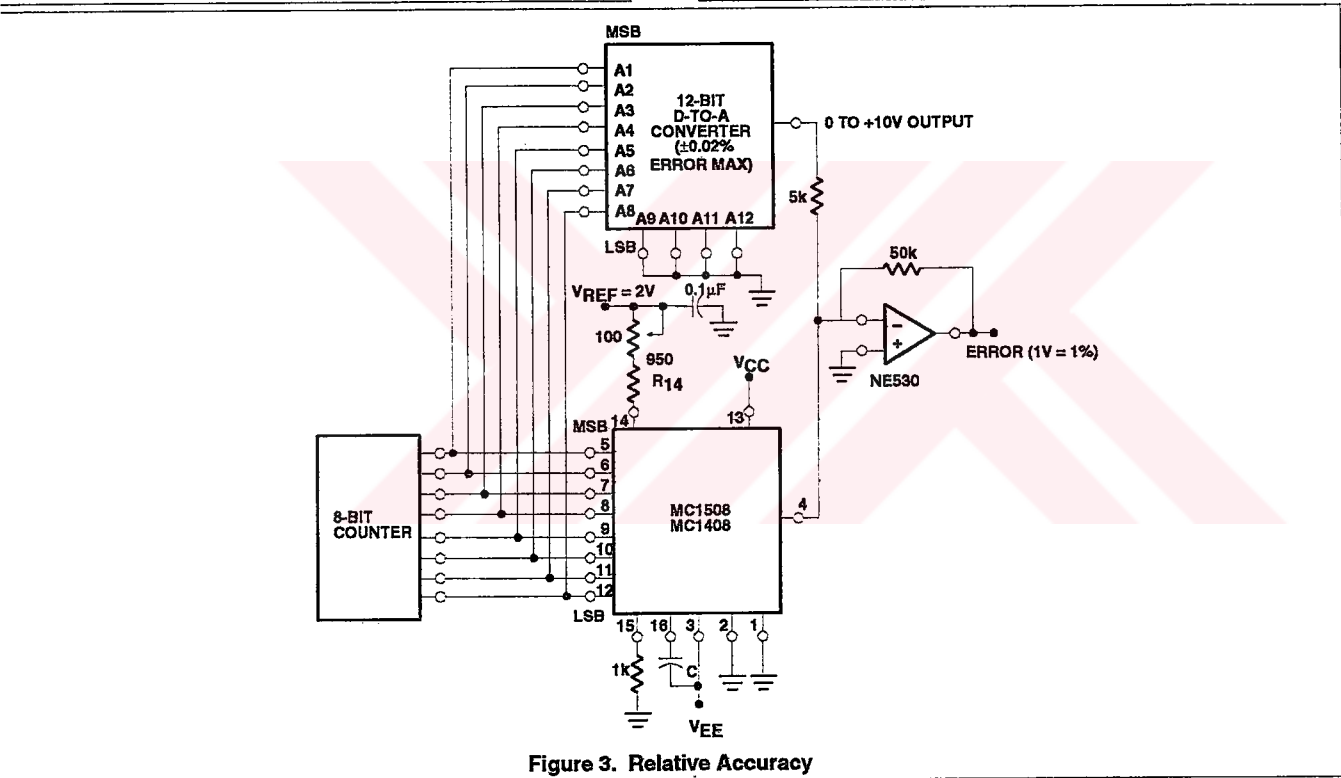
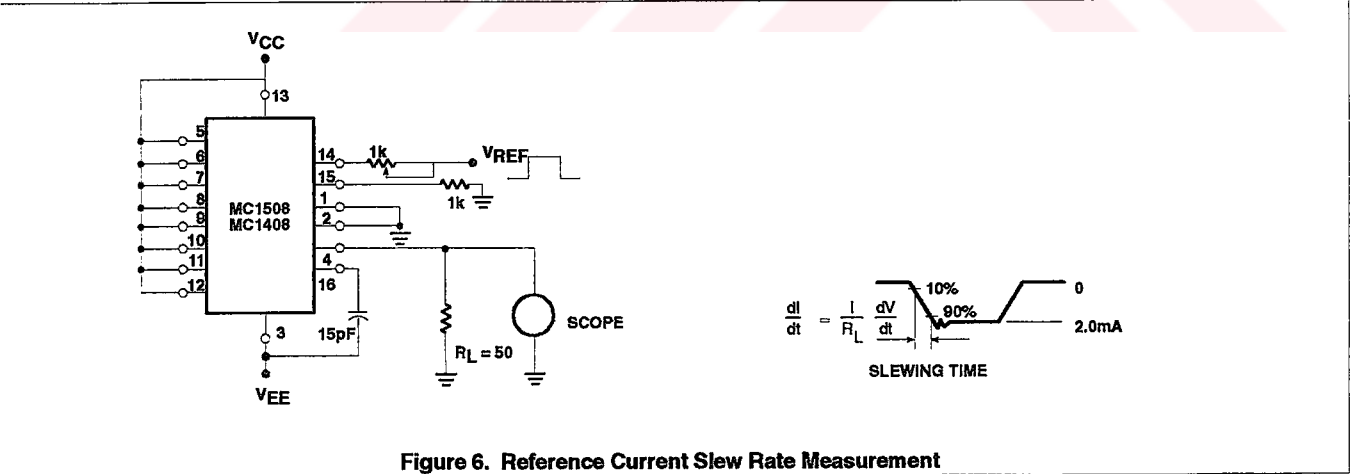
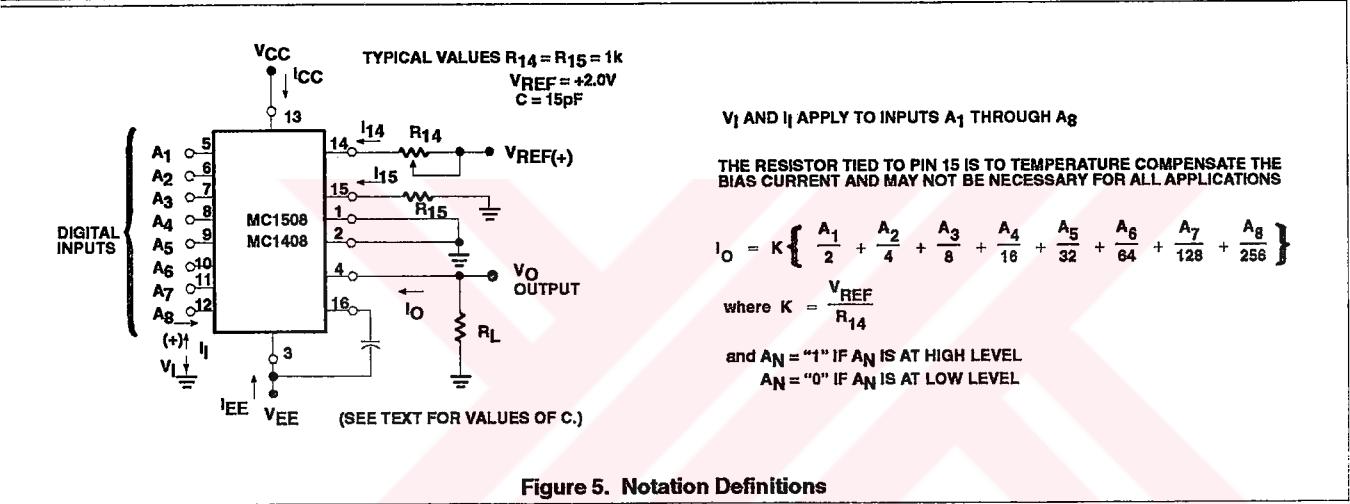
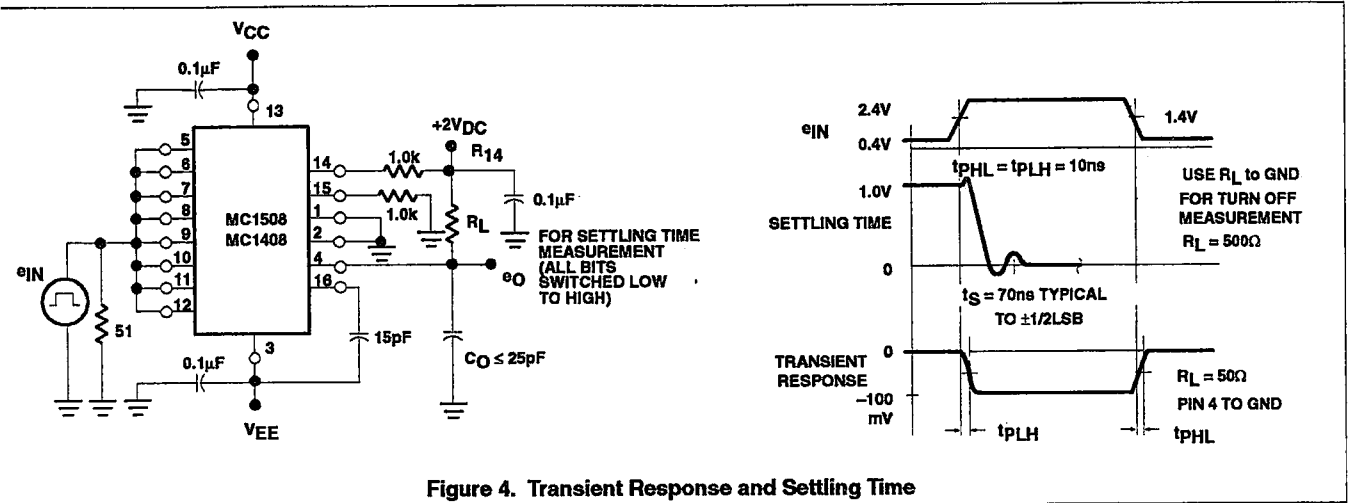


Figure 3. Relative Accuracy

8-bit multiplying D/A converter

MC1508-8/1408-8



LM131A/LM131, LM231A/LM231, LM331A/LM331 Precision Voltage-to-Frequency Converters

General Description

The LM131/LM231/LM331 family of voltage-to-frequency converters are ideally suited for use in simple low-cost circuits for analog-to-digital conversion, precision frequency-to-voltage conversion, long-term integration, linear frequency modulation or demodulation, and many other functions. The output when used as a voltage-to-frequency converter is a pulse train at a frequency precisely proportional to the applied input voltage. Thus, it provides all the inherent advantages of the voltage-to-frequency conversion techniques, and is easy to apply in all standard voltage-to-frequency converter applications. Further, the LM131A/LM231A/LM331A attains a new high level of accuracy versus temperature which could only be attained with expensive voltage-to-frequency modules. Additionally the LM131 is ideally suited for use in digital systems at low power supply voltages and can provide low-cost analog-to-digital conversion in microprocessor-controlled systems. And, the frequency from a battery powered voltage-to-frequency converter can be easily channeled through a simple photoisolator to provide isolation against high common mode levels.

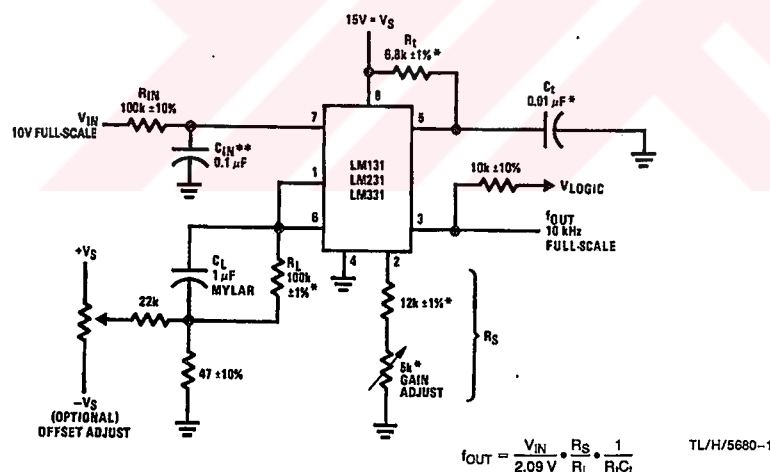
The LM131/LM231/LM331 utilizes a new temperature-compensated band-gap reference circuit, to provide excellent accuracy over the full operating temperature range, at power supplies as low as 4.0V. The precision timer circuit

has low bias currents without degrading the quick response necessary for 100 kHz voltage-to-frequency conversion. And the output is capable of driving 3 TTL loads, or a high voltage output up to 40V, yet is short-circuit-proof against V_{CC} .

Features

- Guaranteed linearity 0.01% max
- Improved performance in existing voltage-to-frequency conversion applications
- Split or single supply operation
- Operates on single 5V supply
- Pulse output compatible with all logic forms
- Excellent temperature stability, ± 50 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ max
- Low power dissipation, 15 mW typical at 5V
- Wide dynamic range, 100 dB min at 10 kHz full scale frequency
- Wide range of full scale frequency, 1 Hz to 100 kHz
- Low cost

Typical Applications

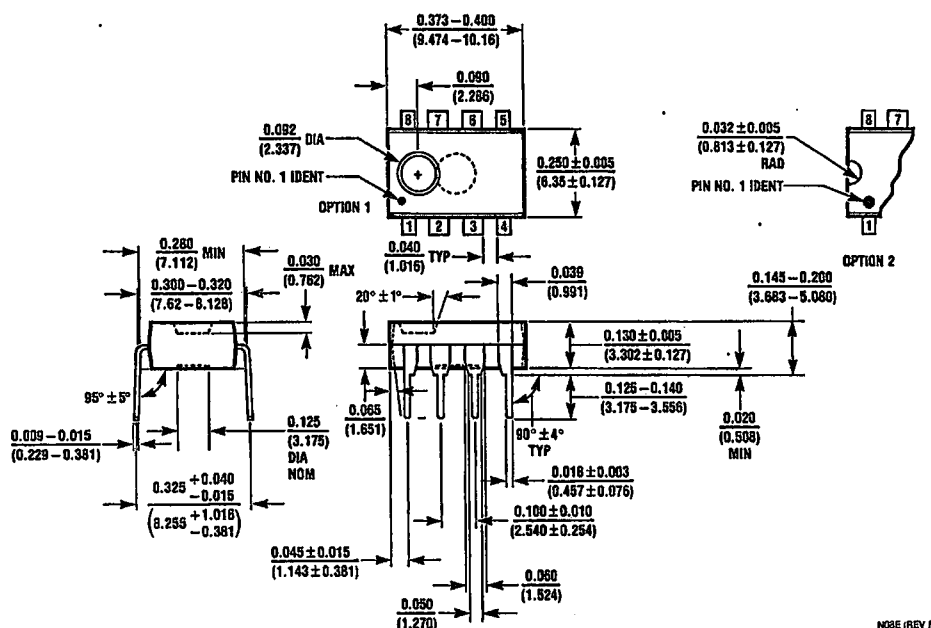


*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.

**0.1 μF or 1 μF . See "Principles of Operation."

**FIGURE 1. Simple Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter
with $\pm 0.03\%$ Typical Linearity ($f = 10$ Hz to 11 kHz)**

Physical Dimensions Inches (millimeters) (Continued)



Dual-In-Line Package (N)

Order Number LM231AN, LM231N, LM331AN, or LM331N
NS package N08E

N08E (REV F)

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor
Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor
Europe
Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: cnjwge@tevm2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor
Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor
Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2309
Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified (Note 2) (Continued)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
TIMER					
Timer Threshold Voltage, Pin 5		0.63	0.667	0.70	$\times V_S$
Input Bias Current, Pin 5	$V_S = 15\text{V}$ All Devices LM131/LM231/LM331 LM131A/LM231A/LM331A		± 10 200 200	± 100 1000 500	nA nA nA
V_{SAT} PIN 5 (Reset)	$I = 5\text{ mA}$		0.22	0.5	V
CURRENT SOURCE (Pin 1)					
Output Current	$R_S = 14\text{ k}\Omega$, $V_{PIN\ 1} = 0$	126 116	135 136	144 156	μA μA
Change with Voltage	$0\text{V} \leq V_{PIN\ 1} \leq 10\text{V}$		0.2	1.0	μA
Current Source OFF Leakage			0.01 0.02 2.0	1.0 10.0 50.0	nA nA nA
	$T_A = T_{MAX}$				
Operating Range of Current (Typical)			(10 to 500)		μA
REFERENCE VOLTAGE (Pin 2)					
LM131, LM131A, LM231, LM231A LM331, LM331A		1.76 1.70	1.89 1.89	2.02 2.08	V_{DC} V_{DC}
Stability vs Temperature			± 60		ppm/ $^\circ\text{C}$
Stability vs Time, 1000 Hours			± 0.1		%
LOGIC OUTPUT (Pin 3)					
V_{SAT}	$I = 5\text{ mA}$ $I = 3.2\text{ mA}$ (2 TTL Loads), $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		0.15 0.10 ± 0.05	0.50 0.40 1.0	V V μA
OFF Leakage					
SUPPLY CURRENT					
LM131, LM131A, LM231, LM231A	$V_S = 5\text{V}$ $V_S = 40\text{V}$	2.0 2.5	3.0 4.0	4.0 6.0	mA mA
LM331, LM331A	$V_S = 5\text{V}$ $V_S = 40\text{V}$	1.5 2.0	3.0 4.0	6.0 8.0	mA mA

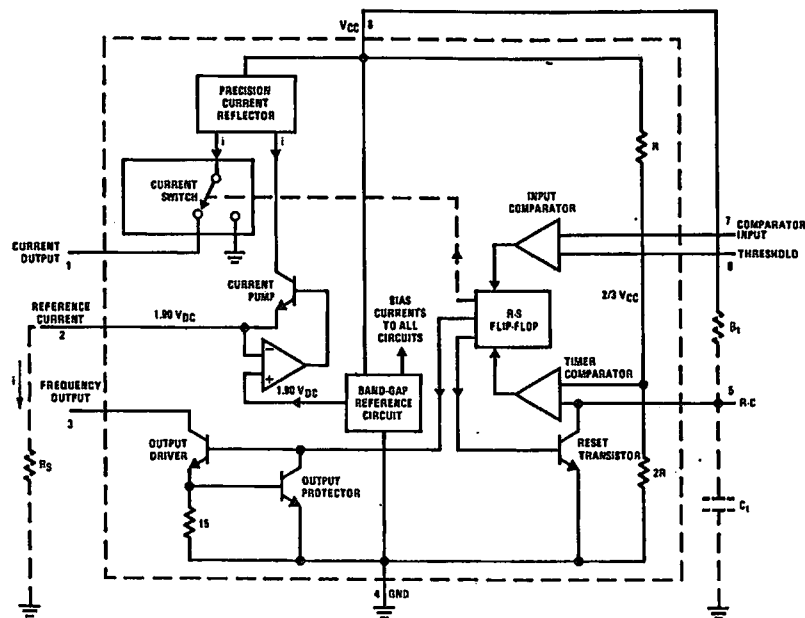
Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: All specifications apply in the circuit of Figure 3, with $4.0\text{V} \leq V_S \leq 40\text{V}$, unless otherwise noted.

Note 3: Nonlinearity is defined as the deviation of I_{OUT} from $V_{IN} \times (10\text{ kHz} / -10\text{ V}_{DC})$ when the circuit has been trimmed for zero error at 10 Hz and at 10 kHz, over the frequency range 1 Hz to 11 kHz. For the timing capacitor, C_T , use NPO ceramic, Teflon®, or polystyrene.

Note 4: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Functional Block Diagram



TL/H/5680-2

Pin numbers apply to 8-pin packages only. See connection diagram for LM231WM pin numbers.

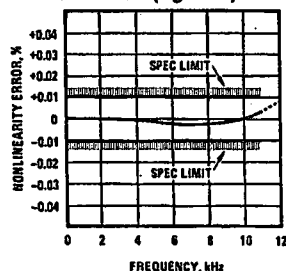
FIGURE 1a

Teflon® registered trademark of DuPont

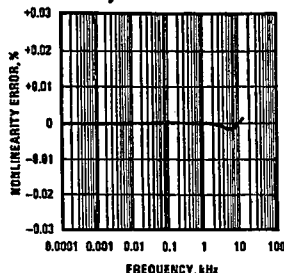
Typical Performance Characteristics

(All electrical characteristics apply for the circuit of Figure 3, unless otherwise noted.)

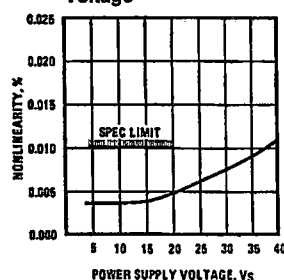
Nonlinearity Error, LM131 Family, as Precision V-to-F Converter (Figure 3)



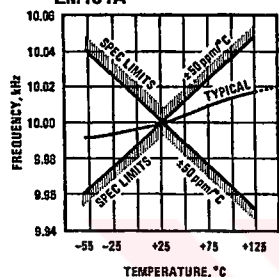
Nonlinearity Error, LM131 Family



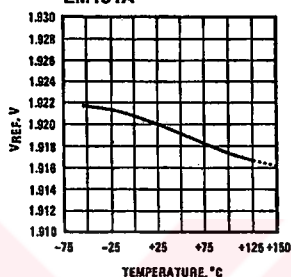
Nonlinearity vs Power Supply Voltage



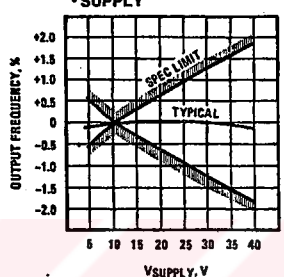
Frequency vs Temperature, LM131A



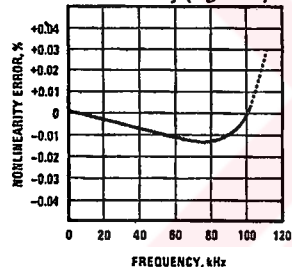
VREF vs Temperature, LM131A



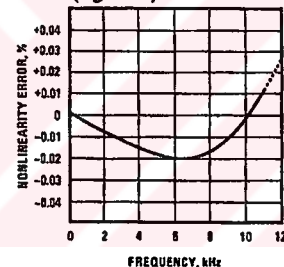
Output Frequency vs VSUPPLY



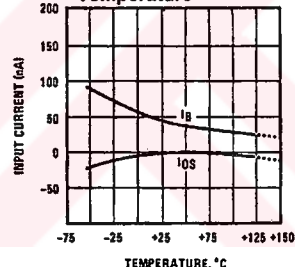
100 kHz Nonlinearity Error, LM131 Family (Figure 4)



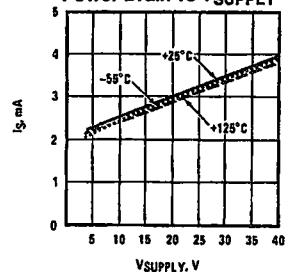
Nonlinearity Error, LM131 (Figure 1)



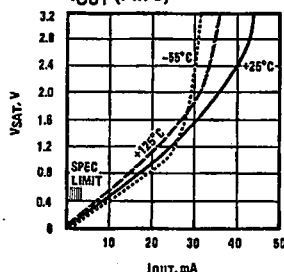
Input Current (Pins 6, 7) vs Temperature



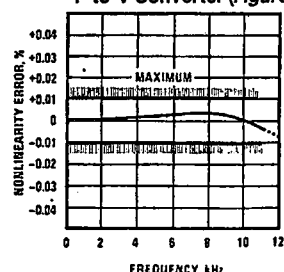
Power Drain vs VSUPPLY



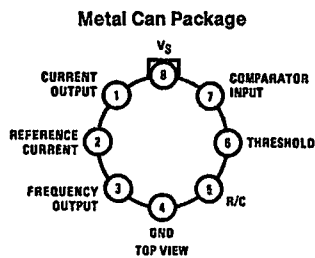
Output Saturation Voltage vs IOUT (Pin 3)



Nonlinearity Error, Precision F-to-V Converter (Figure 6)



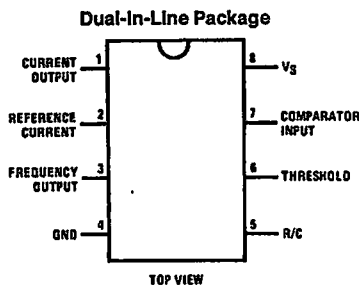
Connection Diagrams



Note: Metal case is connected to pin 4 (GND.)

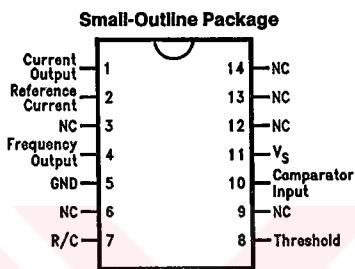
TL/H/5680-20

Order Number LM131H/883 or LM131AH/883
See NS Package Number H08C



TL/H/5680-21

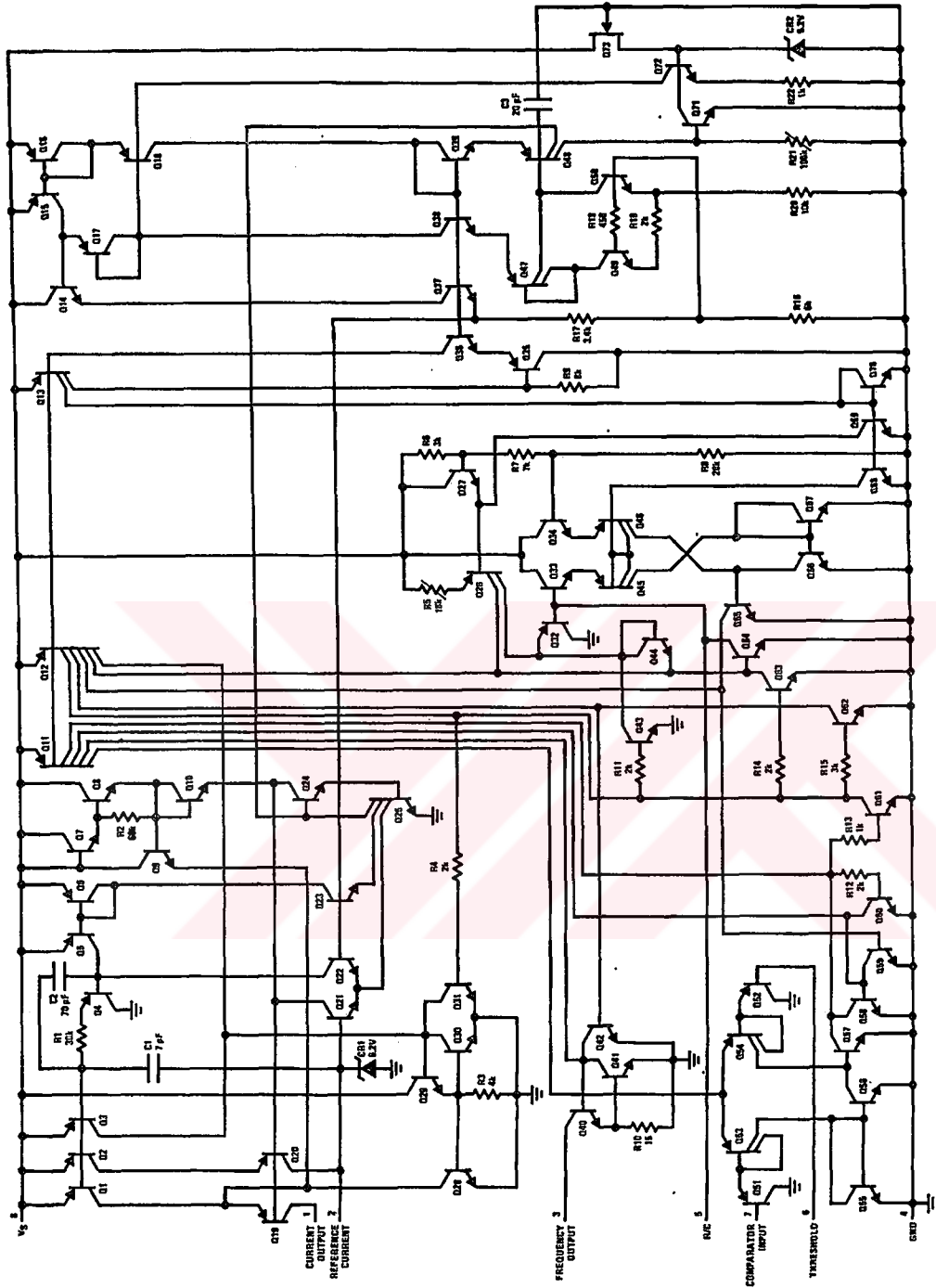
Order Number LM231AN, LM231N, LM331AN,
or LM331N
See NS Package Number N08E



TL/H/5680-24

Order Number LM231WM
See NS Package Number M14B

Schematic Diagram



TL/H/5680-22

ÖZGEÇMİŞ

Doğum Tarihi	04.10.1972	
Doğum Yeri	Bursa	
Lise	1987-1991	Demirtaşpaşa Endüstri Meslek ve Teknik Lisesi.
Lisans	1993-1997	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik F. Elektrik Mühendisliği Bölümü.
Yüksek Lisans	1997-1999	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı , Elektrik Mühendisliği Programı.

Çalıştığı Kurumlar

1997-1998	Etkin Aydınlatma A.Ş. İstanbul
1998- 1999	Korteks Mensucat A.Ş. Bursa