

Referências Bibliográficas

- [AMS2000] Advanced Micro Systems, INC, **“Stepper Motor System Basics”**, web site: <http://www.ams.com>. Acesso em 28 de março de 2004.
- [BART96] Bartels, Mel, **“Step Motors”**, <http://zebu.uoregon.edu/~mbartels/altaz.htm1#MOTORS> 1996.
- [FERR94] Ferreira, Cesar Gomes, Segenreich S.A., **“Motores de Passo: Técnica Anti-Ressonância”**, Tese de Mestrado, Programa de Engenharia Mecânica, COPPE/UFRJ, Junho, 1994.
- [GOUV91] Gouvins, R. P., **“Desenvolvimento e Testes de Amortecedores para Motores de Passo”**, Tese de Mestrado, PUC/MEC, 1991.
- [IRF2000] International Rectifier, **“Half Bridge Driver”**, web site: <http://www.irf.com>. Acesso em 12 de abril de 2004.
- [LIMA97] Lima, R. V., **“Análise e Desenvolvimento Experimental de uma Placa de Acionamento em Micropasso”**, Tese de Mestrado, Programa de Engenharia Mecânica, Março de 1997.
- [SAX95] Sax h., **“Stepper Motors Driving”**, Applications Notes AN235/0788, SGS-Thompson, web site: www.sgs.com. Acesso em 15 de maio de 2004.
- [SEGE97] Segenreich, S.A., Lima, R.V., **“Análise e Desenvolvimento Experimental de um Acionamento em Micropasso”**, COBEM97, 1997, Bauru, SP, 8-12 de Dezembro.
- [SOUZ03] Souza, D. J., **“Desbravando o PIC”**, Editora Érica, 7ª edição, 2003.
- [ST2001] STMicroelectronics, **“H-Bridge Quad Power Mosfet Driver for DC Motor Control”**, web site: <http://www.st.com>. Acesso em 21 de julho de 2004.
- [ST2003] STMicroelectronics, **“DMOS Full Bridge Driver”**, web site: <http://www.st.com>. Acesso em 21 de julho de 2004.
- [VARG00] Vargas, J.M.P., **“Desenvolvimento e Testes de um Acionamento em Micropasso Utilizando Duas Tecnologias Distintas”**, Tese de Mestrado, DEM/PUC, 2000.

[USPO98] Nordquist et al, **“U.S. Patent Office”**, Patent number 5.847.535, December 8, 1998.

APÊNDICE

Os apêndices que se seguem se destinam a ajudar a compreensão dos circuitos eletrônicos, programas e experimentos implementados ao longo do trabalho, incluindo breve descrição do funcionamento dos dispositivos eletrônicos utilizados e folhas de dados (*datasheets*) dos dispositivos empregados.

O Apêndice A faz uma descrição dos motores de passo enquanto no Apêndice B temos informações de acionamentos do tipo “*chopper*”. O Apêndice C resume uma descrição técnica do motor Sanyo-Denk (modelo 103-807-6341) e o Apêndice D traz a descrição e especificações do CI TD 340. O Apêndice E encerra com a descrição e as especificações do microcontrolador PIC 16F628A.

Apêndice A - Motores de Passo

Apresenta-se, a seguir, uma típica curva torque x velocidade de um motor de passo. O cuidadoso exame da curva torque x velocidade angular é a chave para uma boa seleção de um motor de passo e do tipo de acionamento para uma aplicação específica. Aqui é importante salientar que essas características são fortemente dependentes do tipo de motor, do modo de excitação e do tipo de acionamento usado.

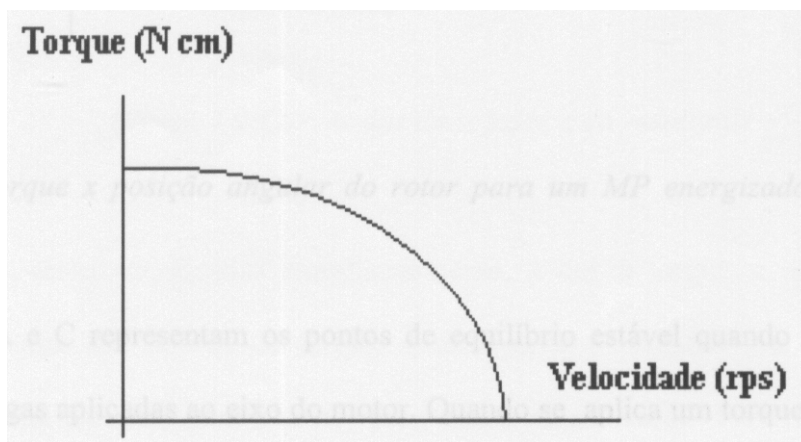


Figura A.1: Curva típica Torque X Velocidade

Estática e Dinâmica dos Motores de Passo

- Torque estático (*Holding Torque*): é o torque necessário para deslocar o rotor para uma nova posição de equilíbrio estável, quando o motor se encontra em repouso e com as fases energizadas. Esse torque mantém o eixo do motor na posição de detenção, segurando estaticamente a carga na posição desejada. Por isso, esse é um dos parâmetros mais importantes a ser quantizado.

Para um motor com resolução de θ graus por passo, o gráfico torque x deslocamento angular do rotor em relação a uma posição de equilíbrio estável, pode ser aproximado por uma senóide [ACAR85]. A forma real da curva depende da geometria dos pólos do rotor e estator e do tipo de acionamento

usado e é obtida experimentalmente. Para a maioria dos motores uma curva aproximada é mostrada abaixo.

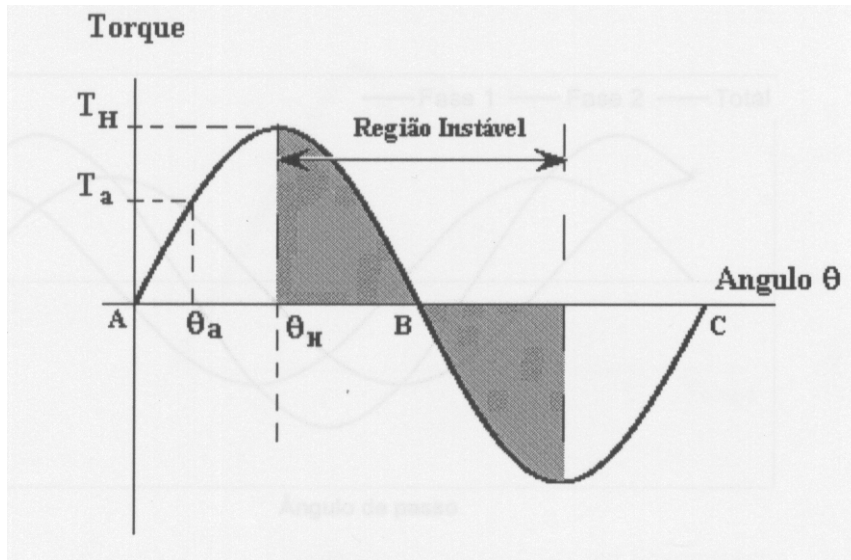


Figura A.2: Curva torque X posição angular do rotor para um MP energizado para uma mesma posição

As posições A e C representam os pontos de equilíbrio estável quando não se têm forças externas ou cargas aplicadas ao eixo do motor. Quando se aplica um torque externo T_a ao eixo do motor, este desloca-se até uma nova posição de equilíbrio θ_a . O ângulo θ_a representa um erro estático de posicionamento. Enquanto θ_a permanecer abaixo de θ_H o equilíbrio será estável. Na zona sombreada, encontram-se posições de equilíbrio instáveis que são proibidas para um funcionamento apropriado do motor, pois geram perda de passo.

Quando T_H é excedido, o motor entra na região instável, o ângulo do motor irá incrementar mesmo com o torque caindo, não mais recuperando a posição de equilíbrio original.

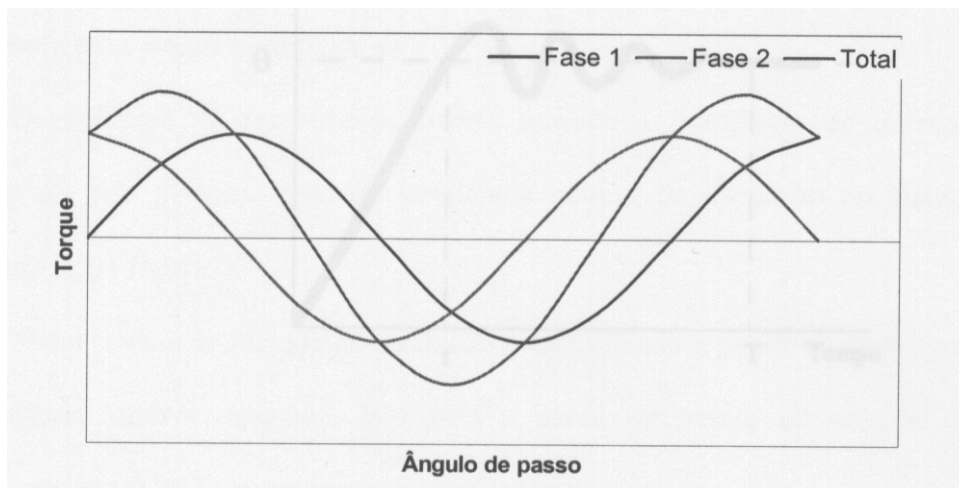


Figura A.3: curva das duas fases e da resultante

Se duas fases são energizadas simultaneamente, a curva torque x deslocamento angular equivale à soma das curvas de torque x deslocamento angular das duas fases, assumindo que nenhuma parte do circuito magnético entra em saturação. Para um motor de passo, as curvas são defasadas de θ graus e, se as correntes nas duas fases forem iguais, a amplitude da curva será igual a 1,414 vezes a amplitude das curvas componentes, como apresentado na figura A.3.

- Torque Dinâmico (Pull-Out Torque): é o torque disponível após o motor ter sido acelerado. Este torque é gerado em consequência de correntes induzidas nas fases devido ao movimento do rotor.

Idealmente, cada vez que o motor gira um passo, a nova posição de equilíbrio deveria ser alcançada instantaneamente sem erro ou oscilação. Na prática, entretanto, isto não ocorre devido a vários fatores como: inércia do rotor e da carga, constantes de tempo de magnetização, correntes autoinduzidas, etc.

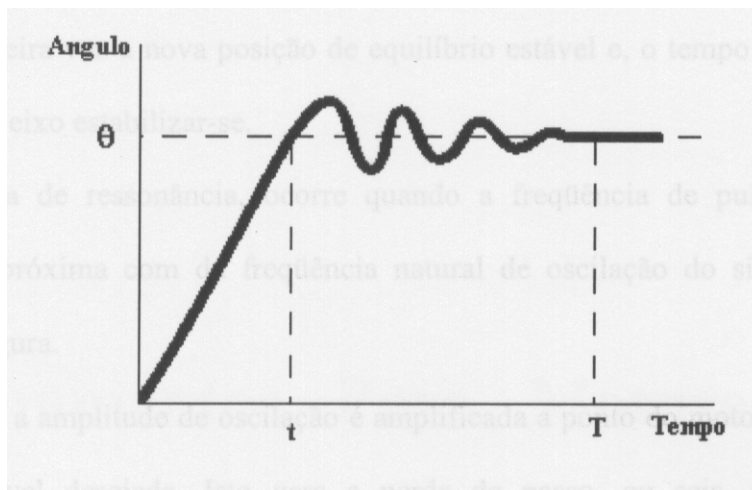


Figura A.4: Curva de resposta para um único passo

Assim, é improvável que o rotor estacione sem ultrapassar a nova posição de equilíbrio estável, havendo uma ultrapassagem ou “overshoot”. Quando isto ocorre, um torque restaurador tende a recuperar a posição de equilíbrio estável. Isso fará com que o rotor apresente um movimento oscilatório típico apresentado na figura A.4.

APÊNDICE B - Acionamentos do Tipo “Chopper”

Tipos de Acionamentos Utilizados

a) Acionamento em Meio Passo:

No acionamento em meio passo, o estator é energizado de acordo com a seqüência:

1a2a → 1a → 2b1b → 2b → 1b2b → 1b → 1b2a → 2a , e o rotor passa de posição como segue: 1 → 2 → 3 → 4 → 5 → 6 → 7 → 8 . Como pode se observar, cada vez que uma fase é ligada ou desligada na seqüência correta, o motor se desloca até a metade do caminho para a posição de equilíbrio seguinte, por efeito do campo magnético resultante. Se ao mesmo tempo em que uma fase for desligada a outra fase for ligada, o motor percorrerá a outra metade do caminho, completando o passo inteiro. Dessa forma, o meio passo pode ser visto como a resolução mínima do motor em operação convencional.

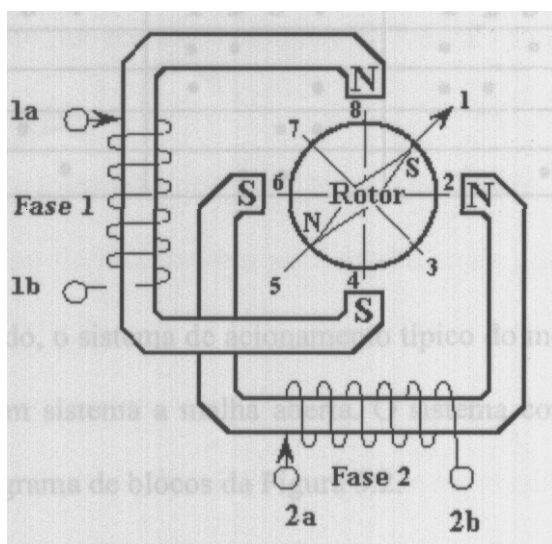


Figura B.1: Diagrama dos enrolamentos bipolares de um MP

A adoção do acionamento em meio passo tem como vantagem a possibilidade de se dobrar a resolução do motor. O fato de o motor estar girando

em passos menores também ajuda a reduzir o problema de vibrações, tornando o movimento mais suave.

Conforme foi explicado, o sistema de acionamento típico do motor de passo tem como característica principal de um sistema a malha aberta. O sistema completo é mostrado segundo o diagrama de blocos da figura B.2.

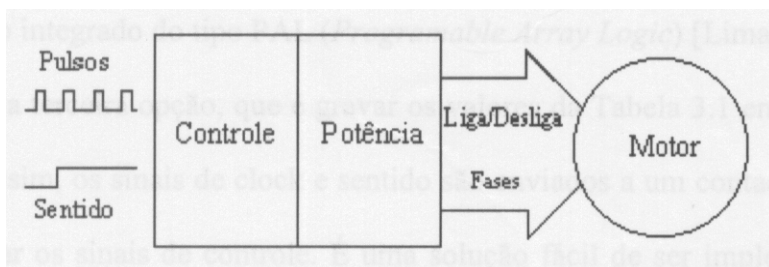


Figura B.2: Diagrama de blocos do sistema de acionamento

Como se pode observar na figura B.2, os sinais de entrada oriundos do microcomputador entram no microcontrolador (PIC) do circuito de acionamento através do PIC. O microcomputador e o PIC são os responsáveis por gerar os dois sinais para o motor, tanto o sinal de pulsos de posição quanto o de sentido de rotação. O primeiro resulta na execução de um passo a cada subida (ou descida) do pulso. O segundo informa o sentido de rotação desse passo, horário ou anti-horário, em função do nível lógico desse sinal. O circuito de acionamento consiste basicamente de dois microcontroladores PIC, um mosfet acionador TD 340 para controle de motor CC.

Em alguns circuitos a tensão é religada após certo intervalo de tempo. Nesse método, podem-se usar tensões de alimentação muito maiores que a tensão nominal do motor sem, no entanto, deixar que a corrente suba acima do limite desejado. Em [FERR94] tem-se uma boa introdução sobre circuitos chopperizados.

Para qualquer chopper ou largura de pulso, pode-se ter o ciclo de trabalho (Duty Cycle) η como a fração de cada ciclo em que a tensão fica ligada:

$$\eta = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}$$

Onde:

t_{off} : tempo em que o microcontrolador interrompe o ciclo;

t_{on} : tempo em que o microcontrolador mantém o ciclo ativo;

O valor de η dá uma boa medida da intensidade média da corrente do motor.

Uso de Modulação de Largura de Pulso (PWM)

A utilização de um circuito de limitação de corrente, que liga e desliga as tensões nas fases, é conhecida por *pulse width modulation* ou modulação de largura de pulso (PWM), que faz a corrente flutuar em torno do valor nominal desejado. A ação de ligar e desligar a tensão é conhecida como *chopping*. Convém mencionar que este tipo de controle de corrente tem sido usado tradicionalmente em motores de corrente contínua, sendo a sua utilização em motores de passo bem mais recente.

Basicamente, este circuito mantém ligada a tensão até a corrente ultrapassar seu valor nominal mais algum valor pré-fixado. Neste instante, a tensão é desligada fazendo cair a corrente. Quando a corrente cai abaixo do valor nominal, menos um outro valor pré-fixado, a tensão é religada, e novamente o processo se repete como mostra a figura B.3.

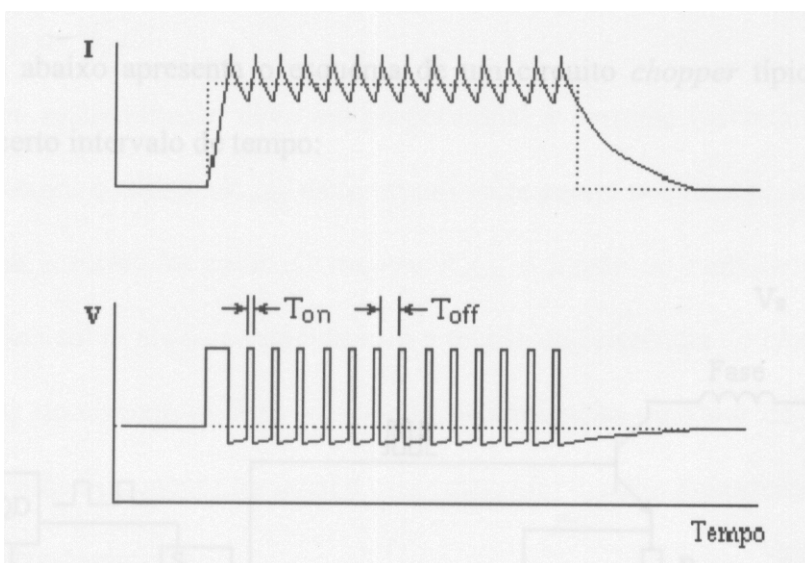
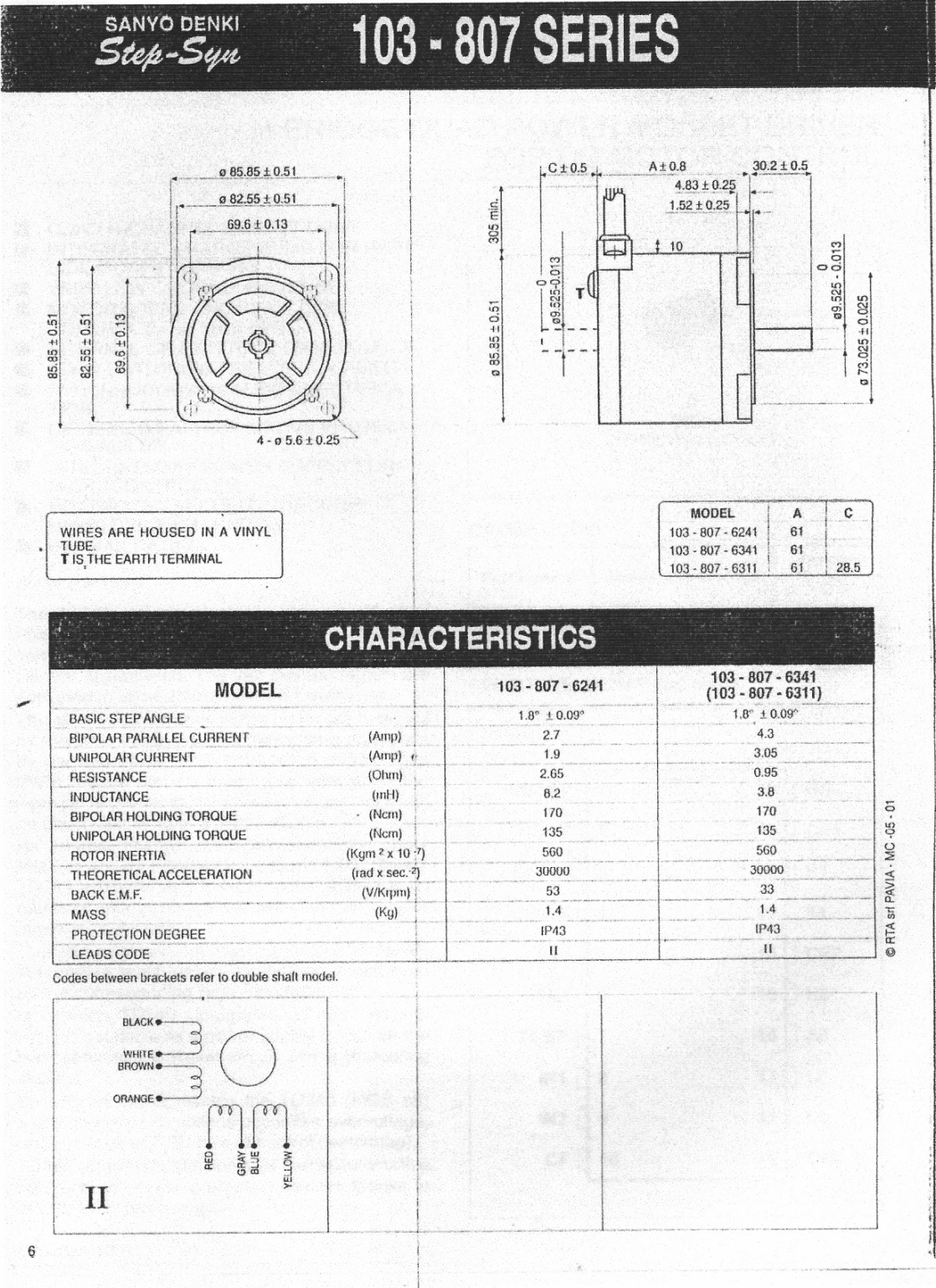


Figura B.3: Controle de corrente PWM

Apêndice C - Descrição Técnica do Motor Sanyo-Denk (modelo 103-807-6341)



Apêndice D - DESCRIÇÃO E ESPECIFICAÇÕES DO CI TD

340



TD340

H-BRIDGE QUAD POWER MOSFET DRIVER FOR DC MOTOR CONTROL

- QUAD N-CHANNEL MOSFET DRIVE
- INTEGRATED CHARGE PUMP FOR HIGH SIDE MOSFET DRIVING
- VERY LOW GROUND EMI NOISE
- MOTOR SPEED AND DIRECTION CONTROL (LOW SIDE PWM)
- INTERNAL OR EXTERNAL PWM SOURCE
- 25kHz SWITCHING FREQUENCY ABILITY
- SYNCHRONOUS HIGH SIDE RECTIFICATION
- REVERSED BATTERY ACTIVE PROTECTION ABILITY
- INTEGRATED 5V POWER SUPPLY FOR MICROCONTROLLER
- INTEGRATED SECURITY CIRCUITS: UVLO, OVLO, WATCHDOG
- 60V MAX RATING

DESCRIPTION

The TD340 integrated circuit allows N-Channel Power Mosfets driving in a full H-bridge configuration and is best suited for DC Motor Control Applications. The four drivers outputs are designed to allow 25kHz MOSFET switching.

The speed and direction of the motor are to be set by two pins. Voltage across the motor is controlled by low side Pulse Width Modulation (PWM). This PWM feature can be made internally when the input pin is connected to an analog signal, or it can be given directly from a digital source.

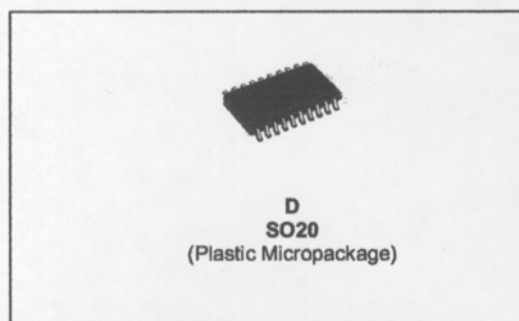
An internal charge pump allows proper upper MOS driving for full static operation (100% PWM). TD340 achieves very low EMI noise thanks to its balanced charge pump structure and its drivers moderate slew rate.

To avoid excessive heating due to free wheeling, appropriate synchronous rectification is achieved on the corresponding High Side MOSFET.

Moreover, TD340 integrates a 5V voltage regulator suitable as a power supply output for the microcontroller, a Reset circuit and a Watchdog circuit.

Security functions disable the TD340 (MOS off) when abnormal conditions occur like overvoltage, undervoltage or CPU loss of control (watchdog).

TD340 withstands transients as met in automotive field without special protection devices thanks to its 60V BCD technology.

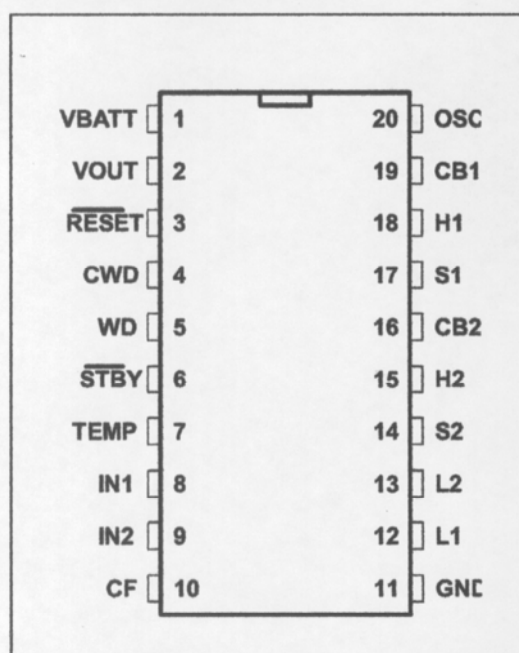


ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package
		D
TD340I	-40°C, +125°C	•

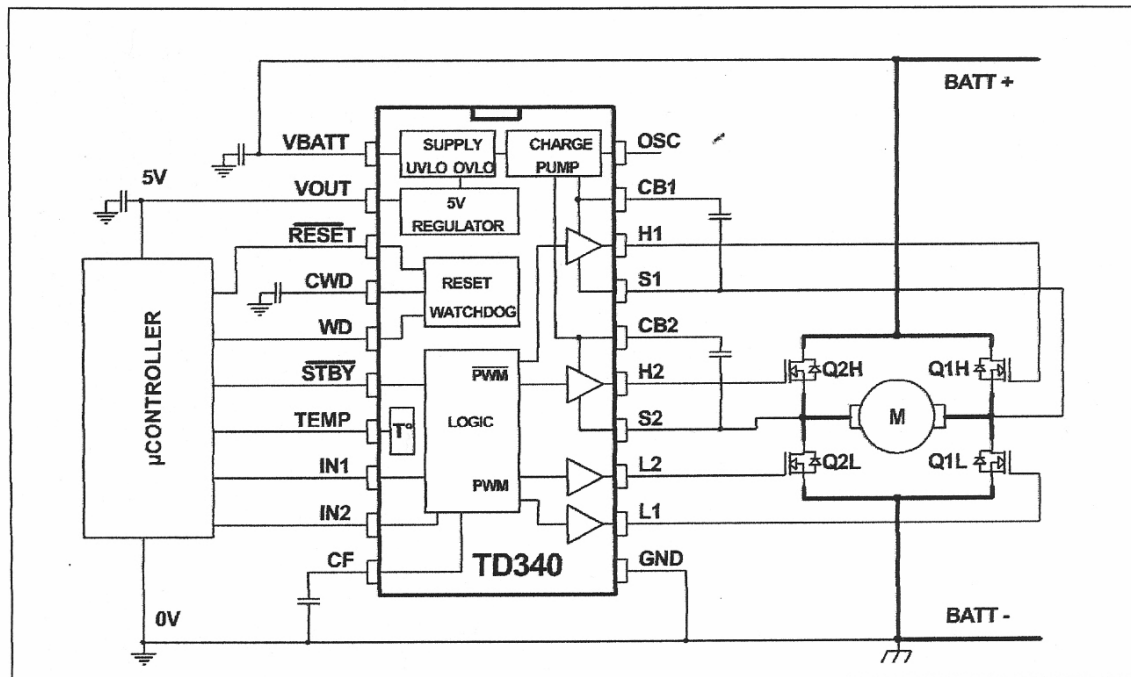
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)

PIN CONNECTIONS (top view)



TD340

SYSTEM AND INTERNAL BLOCK DIAGRAM



PIN DESCRIPTION

Name	Pin	Type	Function
VBATT	1	Power Input	Power Supply
GND	11	Ground	Ground
L1	12	Push Pull Output	Low Side Drive - Gate 1
L2	13	Push Pull Output	Low Side Drive - Gate 2
H1	18	Push Pull Output	High Side Drive - Gate 1
H2	15	Push Pull Output	High Side Drive - Gate 2
S1	17	Analog Input	High Side Drive - Source 1
S2	17	Analog Input	High Side Drive - Source 2
CB1	19	Analog Input	High Side Drive - Bootstrap Capacitor 1
CB2	16	Analog Input	High Side Drive - Bootstrap Capacitor 2
CF	10	Analog Input	External Capacitor to set the PWM Switching Frequency
IN1	8	Analog or Digital Input	Analog Level of PWM (0 to 100%) if CF connected to a capacitor, or PWM Signal if CF connected to ground
IN2	9	Digital Input	Direction to the Motor's Rotation
STBY	6	Digital Input	Standby Mode
TEMP	7	Analog Output	Analog Indicator of Temperature
VOUT	2	Power Output	Regulated Power Supply Output for the Microcontroller - 5V
RESET	3	Open Drain Output	Reset Signal for the Microcontroller
WD	5	Digital Input	Watchdog Signal from the Microcontroller
CWD	4	Analog Input	External Capacitor to set Watchdog Timeout
OSC	20	Digital Output	Oscillator Output

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{Batt}	Positive Supply Voltage - Note 1	60	V
P_d	Power Dissipation	500	mW
T_{stg}	Storage Temperature	-55 to +150	°C
ESD	Electrostatic Discharge	2	kV
$V_{digital}$	Voltage on pins: IN1, IN2, STBY, WD, CWD, CF, TEMP, VOUT, RESET	-0.3 to 7	V
$V_{lowgate}$	Voltage on pins: L1, L2	-0.3 to 15	V
V_{power}	Voltage on pins: H1, H2, S1, S2, CB1, CB2 - Note 2	-0.3 to 60	V
V_{osc}	Voltage on pin OSC	Vbatt-6.5 to Vbatt	V
T_j	Maximum Junction Temperature	150	°C
R_{thja}	Thermal Resistance Junction-Ambient	85	°C/W

Notes:

1. The duration of the 60V voltage must be limited to 1 second if current is drained from the Vout regulator. Supply voltage in steady state must be limited to ensure that dissipation rating is not exceeded.
2. The magnitude of input and output voltages must never exceed Vbatt+0.3V or 60V, whichever is less, except for H1 and H2: Vbatt+15V or 60V, whichever is less.

OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{batt}	Positive Supply Voltage	6.5 to 18.5	V
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	-40 to +125	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICSV_{batt}= 12V, T_{amb}=-40°C to 125°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
I _{CC}	Total Supply Current	T=25°C -40°C < T < 125°C		4.5 5	7 10	mA mA
I _{stdby}	Supply Current in Standby Mode	T=25°C -40°C < T < 125°C		340	500 550	μA μA
Standby _H	STDBY Pin Voltage for Standby OFF		0.8			V
Standby _L	STDBY Pin Voltage for Standby ON				2	V
UVLO	Under Voltage Lockout - when Vbatt<UVLO all buffer outputs are low	Vbatt decreasing Hyst. = 100mV typ.	5.8	6.2	6.5	V
OVLO	Under Voltage Lockout - when Vbatt>OVLO all buffer outputs are low	Vbatt decreasing Hyst. = 300mV	18.5	20	21.5	V
DRIVERS - Cbootstrap=47nF						
V _{gs}	Static Gate-Source High Side Mosfet Voltage (charge pump)	No Bootstrap Cap	8	11	15	V
V _{gsd}	Dynamic Gate-Source High Side Mosfet Voltage (bootstrap)			9		V
Freq	Switching Frequency of PWM	Cf = 270pF	20	25	30	kHz
t _d	Dead Time for secure Synchronous Rectification	Cf=270pF, IN1=2.4V No Load Cload=4nF	2.1	2.8 1.5	3.5	μs μs
I _{outl}	Output Current Capability - Low Side Source	T=25°C -40°C < T < 125°C	30 25	50 50	100 100	mA mA
	Sink	T=25°C -40°C < T < 125°C	60 50	100 100	150 150	mA mA
	I _{outh}	Output Current Capability - High Side Source	T=25°C -40°C < T < 125°C	30 25	50 50	100 100
Sink		T=25°C -40°C < T < 125°C	60 50	100 100	150 150	mA mA
OSCILLATOR - Rosc=5.6k - Note 1						
F _{osc}	Frequency of internal Step up converter Oscillator	T=25°C -40°C < T < 125°C	0.6 0.5	1 1	1.4 1.5	MHz MHz
V _{osc}	Oscillator Swing	Vbatt = 12V	6.25		12	V
		Vbatt = 9V	6.25		12	V
		Vbatt > UVLO	5.1		12.5	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)V_{batt}= 12V, T_{amb}=-40°C to 125°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
VOLTAGE REGULATOR - Co=220nF - note 2						
V _{out}	Output Voltage	I _o =20mA T=25°C -40°C < T < 125°C	4.6 4.5	5 5	5.4 5.5	V V
Line Reg	Line Regulation	6V < V _{batt} < 16V, I _o =20mA T=25°C -40°C < T < 125°C			85 130	mV mV
Load Reg	Load Regulation	0 ≤ I _o ≤ 20mA T=25°C -40°C < T < 125°C			40 60	mV mV
I _o	Maximum Output Current	V _{batt} = 12V, T=25°C 6V < V _{batt} < 16V, -40°C < T < 125°C	20	40		mA mA
I _{os}	Output Current Short Circuit	V _{out} =0		100	200	mA
RESET SUPERVISORY CIRCUIT - note 3						
V _{thi}	Threshold Voltage V _{out} Increasing	T=25°C -40°C < T < 125°C	4.0 3.9	4.3	4.5 4.6	V V
V _{thd}	Threshold Voltage V _{out} Decreasing	T=25°C -40°C < T < 125°C	3.9 3.8	4.2	4.4 4.5	V V
k _i	Linearity coefficient (V _{thi} = k _i V _{out})			0.86		
k _d	Linearity coefficient (V _{thd} = k _d V _{out})			0.84		
V _{hys}	Hysteresis Threshold Voltage		50	100	200	mV
t _{phl}	Response Time High to Low			5		μs
WATCHDOG CIRCUIT						
t _{wd}	Watchdog Time Out Period	No ext. capacitor C _{wd} = 47nF - note 4	0.5 0.7	1 1	2 1.5	ms s
t _{ipw}	Watchdog Input Pulse Width for Proper Retrigger		0.1			μs
t _{ipr}	Watchdog Input Rise Time for Proper Retrigger				0.1	μs
t _{reset}	Reset Pulse Width		10	20	40	μs
TEMPERATURE OUTPUT						
V _T	Output Voltage	T= 25°C	2.58	2.68	2.78	V
ΔV _T	Output Temperature Drift		-7	-7.5	-7.8	mV/°C

Notes :

- For proper operation, a 5.6k resistor needs to be connected between OSC and GND.
- 220nF is the optimized value for the voltage regulator
- The reset thresholds (V_{out} increasing and decreasing) are proportional to V_{out}, (coefficients k_i and k_d). k_i and k_d vary in the same direction with temperature.
- Watchdog capacitor C_{wd} should be placed as close as possible to CWD pin.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

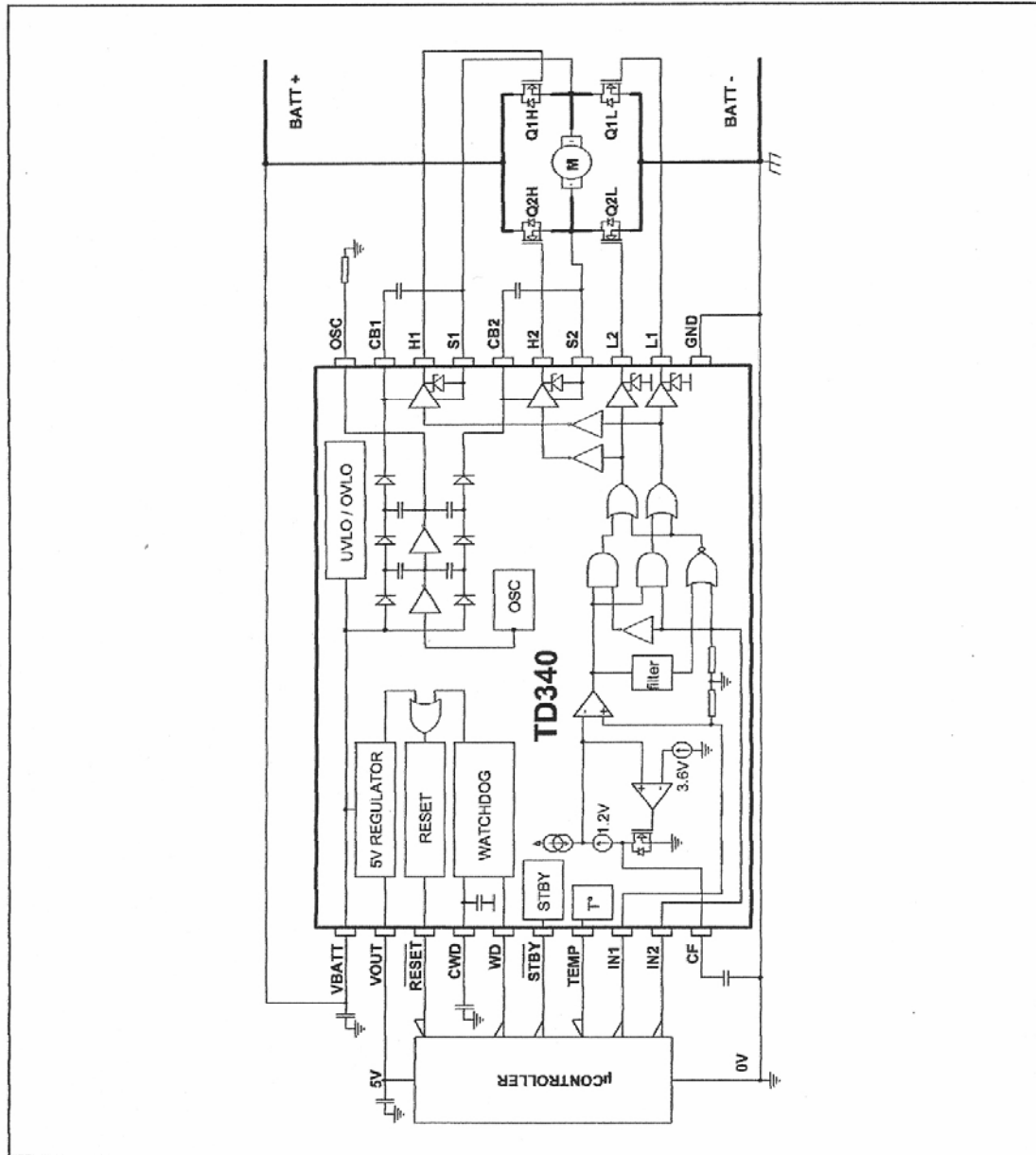
Vbatt= 12V, Tamb=-40°C to 125°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
VOLTAGE REGULATOR - Co=220nF - note 2						
V _{out}	Output Voltage	I _o =20mA T=25°C -40°C < T < 125°C	4.6 4.5	5 5	5.4 5.5	V V
Line Reg	Line Regulation	6V < Vbatt < 16V, I _o =20mA T=25°C -40°C < T < 125°C			85 130	mV mV
Load Reg	Load Regulation	0 ≤ I _o ≤ 20mA T=25°C -40°C < T < 125°C			40 60	mV mV
I _o	Maximum Output Current	Vbatt = 12V, T=25°C 6V < Vbatt < 16V, -40°C < T < 125°C	20	40		mA mA
I _{os}	Output Current Short Circuit	V _{out} =0		100	200	mA
RESET SUPERVISORY CIRCUIT - note 3						
V _{thi}	Threshold Voltage Vout Increasing	T=25°C -40°C < T < 125°C	4.0 3.9	4.3	4.5 4.6	V V
V _{thd}	Threshold Voltage Vout Decreasing	T=25°C -40°C < T < 125°C	3.9 3.8	4.2	4.4 4.5	V V
k _i	Linearity coefficient (V _{thi} = k _i Vout)			0.86		
k _d	Linearity coefficient (V _{thd} = k _d Vout)			0.84		
V _{hys}	Hysteresis Threshold Voltage		50	100	200	mV
t _{phl}	Response Time High to Low			5		μs
WATCHDOG CIRCUIT						
t _{wd}	Watchdog Time Out Period	No ext. capacitor Cwd = 47nF - note 4	0.5 0.7	1 1	2 1.5	ms s
t _{ipw}	Watchdog Input Pulse Width for Proper Retrigger		0.1			μs
t _{ipr}	Watchdog Input Rise Time for Proper Retrigger				0.1	μs
t _{reset}	Reset Pulse Width		10	20	40	μs
TEMPERATURE OUTPUT						
V _T	Output Voltage	T= 25°C	2.58	2.68	2.78	V
ΔV _T	Output Temperature Drift		-7	-7.5	-7.8	mV/°C

Notes :

1. For proper operation, a 5.6k resistor needs to be connected between OSC and GND.
2. 220nF is the optimized value for the voltage regulator
3. The reset thresholds (Vout increasing and decreasing) are proportional to Vout, (coefficients k_i and k_d). k_i and k_d vary in the same direction with temperature.
4. Watchdog capacitor Cwd should be placed as close as possible to CWD pin.

INTERNAL ELECTRICAL SCHEMATIC AND APPLICATION ENVIRONMENT



FUNCTIONAL DESCRIPTION

Speed and Direction Control:

The TD340 IC provides the necessary interface between an H-Bridge DC-Motor Control configuration and a micro controller. The speed and direction are given by two input signals coming from the microprocessor.

Speed Control:

Speed control is achieved by Pulse Width Modulation (PWM).

The TD340 provides an internal PWM generator, but can accept an external PWM waveform.

IN1 can accept two different types of inputs:

- an analog input between 0 and 5V (CF must be connected to set the PWM frequency) gives an analog value of the Internal PWM duty cycle

- a digital input (CF must be grounded) gives directly the PWM

Figure 1 represents the Duty Cycle curve versus the IN1 analog voltage.

Figure 2 shows how to use the TD340 with an analog input or a digital input.

The speed control (or duty cycle) is achieved by the Low Side Drivers which impose the PWM function while the cross-corresponding High Side MOSFETS is kept fully ON.

Direction Control:

IN2 accepts a digital value of the rotation direction.

Brake mode:

Brake mode is achieved by a zero level on the IN1 input.

The IN2 input selects low side or high side braking.

Brake mode is activated when the IN1 is at zero volt level for more than 200 us.

Figure 1 : Duty Cycle versus IN1 voltage

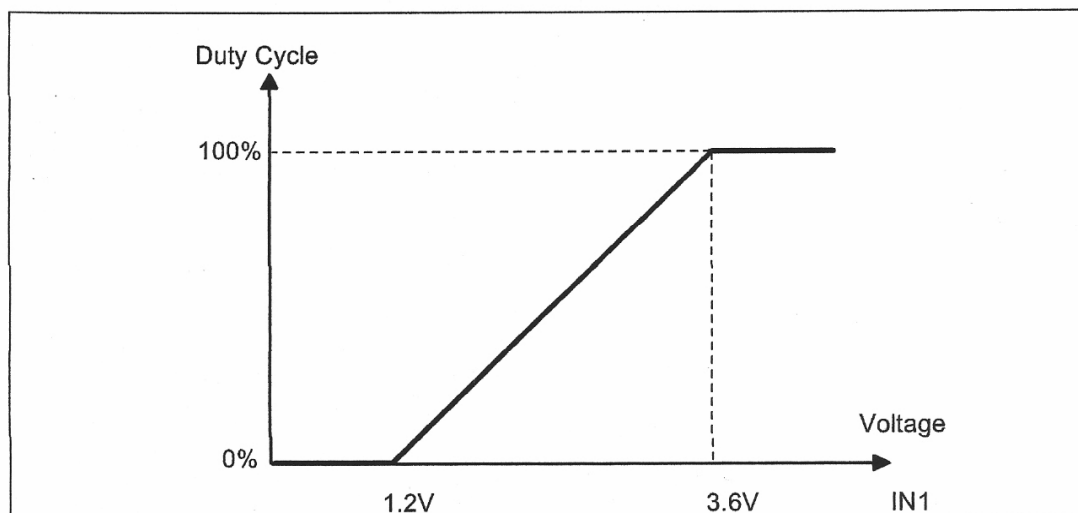
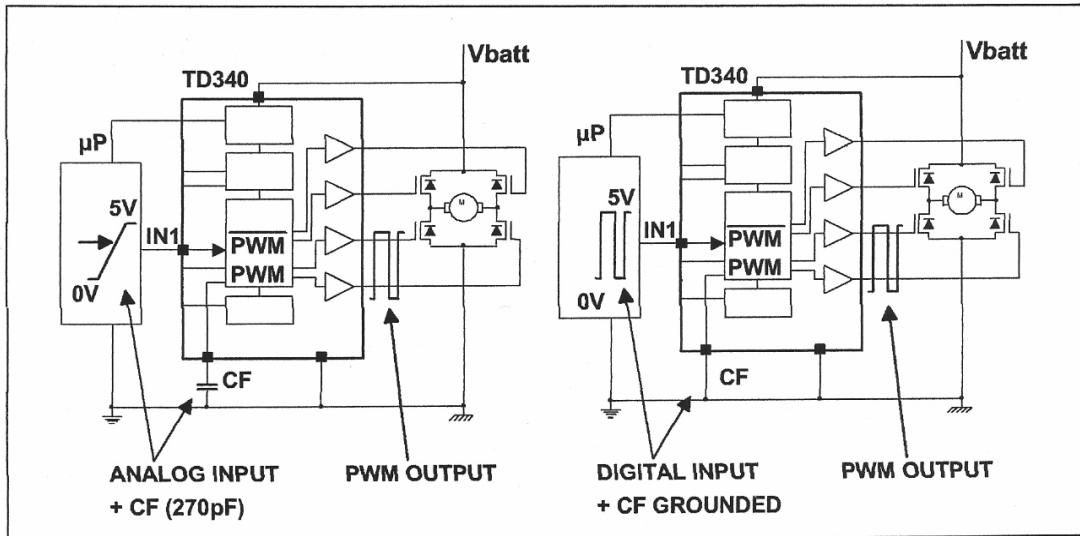


Figure 2 : PWM Analog and Digital Modes



Active (synchronous) rectification for free-wheel current

A motor is an inductive load. When driven in PWM mode, motor current is switched on and off at the 25kHz frequency. When the MOS is switched off, current can not instantaneously drop to zero, a so-called "free-wheel" current arises in the same direction than the power current. A path for this current must be provided, otherwise high voltage could arise and destroy the component. The classical way to handle this situation is to connect a diode in an anti-parallel configuration regarding to the MOS, so that current can continue to flow through this diode, and finally vanishes by the means of ohmic dissipation, mainly in the diode due to its 0.8V direct voltage. For high currents, dissipation can be an important issue (eg: 10A x 0.8V makes 8 W!). Furthermore, high speed diodes have to be used, and are expensive.

A more efficient way to handle this problem is to use the high side MOS as a synchronous rectifier. In this mode, the upper MOS is switched ON when the lower one is switched OFF, and carries the free-wheel current with much lower ohmic dissipation. Advantages are : one expensive component less (the fast power diode), and more reliability due to the lower dissipation level.

However, we have to take care not to drive the two MOS simultaneously. To avoid transient problems when the MOS are switched, a deadtime is inserted between the opening of one MOS, and the closing of the other one. In the TD340 device, the deadtime is fixed to about 2.5 microseconds. This value is the time between the commands of the gate drivers, not the deadtime between the actual MOS states because of the rising and falling times of the gate voltages (due to capacitance), and the MOS characteristics. The actual value of the deadtime for a typical configuration is about 1.5 microseconds.

Figure 3 shows the synchronous rectification principle

Table 1 summarizes the status of the Mosfets (and the speed and direction of the motor) according to the Inputs (IN1 and IN2) status in analog and logic modes.

Figure 3 : Synchronous Rectification Principle

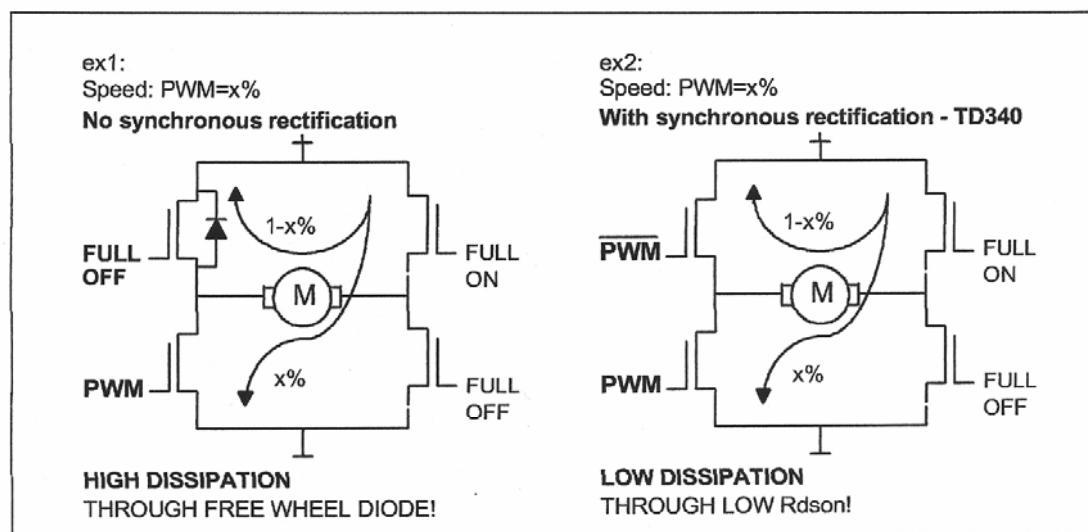


Table 1 : Function Table in Digital and Analog Modes

Stby State	Disable State	IN1 (V)		IN2 (V)	Mosfets Status				Comments
		digital	analog		Q1L	Q1H	Q2L	Q2H	
1	X	X	X	X	OFF	OFF	OFF	OFF	Motor Off in Standby Mode
X	1	X	X	X	OFF	OFF	OFF	OFF	Motor Off in Disable Mode
0	0	0 idle	0 to 1.2	0	ON	OFF	ON	OFF	Motor Brake Low
0	0	0 idle	0 to 1.2	5	OFF	ON	OFF	ON	Motor Brake High
0	0	PWM	1.2 to 3.6	0	OFF	ON	PWM	!PWM	Motor x% Forward
0	0	PWM	1.2 to 3.6	5	PWM	!PWM	OFF	ON	Motor x% Backward
0	0	5 idle	3.6 to 5	0	OFF	ON	ON	OFF	Motor 100% Forward
0	0	5 idle	3.6 to 5	5	ON	OFF	OFF	ON	Motor 100% Backward

Notes:

- Standby state is active when STBY pin is pulled low
- Disable state is active when one of the following conditions is met: UVLO, OVLO, Reset, Watchdog Timeout.

MOS drivers

Output drivers are designed to drive MOS with gate capacitance of up to 4 nF. A small resistor in serial with gate input is recommended to prevent spurious oscillations due to parasitic inductance in conjunction with gate capacitance. Typical value of these resistors are from 10 to 100 ohms, depending on the MOS characteristics.

Charge pump

To drive the high side MOS, the TD340 has to provide a voltage of about 10V higher than the power supply voltage. The TD340 provides an internal charge pump which acts as a voltage tripling generator clamped to 12V and allows the output of correct gate voltage with power voltage level as low as 6.5V. Its double balanced structure ensures low EMI Ground Noise. The internal charge pump is used to achieve correct voltage level at startup or static states.

An 5.6k resistor needs to be connected between OSC and GND for proper operation.

Bootstrap capacitors

To achieve dynamic driving up to 25kHz, it is necessary to support the internal charge pump with bootstrap capacitors.

Bootstrap capacitors are charged from Vbat when the lower MOS is ON. When the lower MOS is switched off and the upper one is switched ON, the bootstrap capacitor provides the necessary current to the driver in order to charge the gate capacitor to the right voltage level.

A design rule to select the bootstrap capacitor value is to choose ten times the gate capacitance.

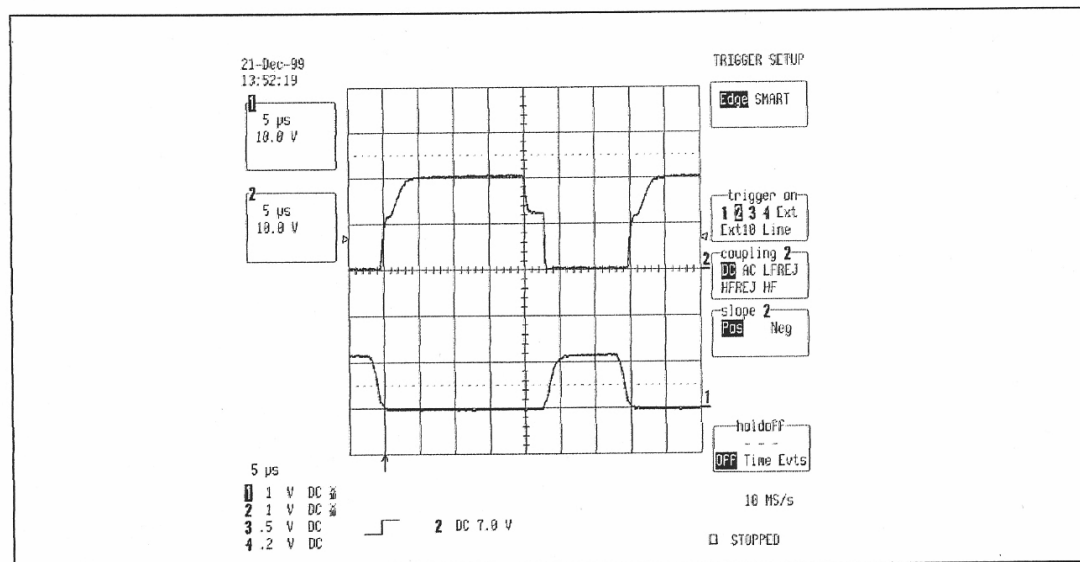
For example, MOS with 4 nF gate capacitance will require bootstrap capacitors of about 47nF.

MOS gate discharge

The high side MOS are switched off with internal Gate to Source discharge (not Gate to Ground discharge) to prevent the Gates from negative transient voltages.

Figure 4 : Typical waveforms on low and high side MOS gates.

Upper trace : High side MOS gate
Lower trace : Low side MOS gate



Reversed battery active protection

In full H-bridge configuration, there is a risk in case of power voltage reversal due to the intrinsic diodes inside the MOS. A passive protection solution is to wire a diode between the H-bridge and the power supply. Disadvantages are voltage drop and power dissipation.

The TD340 provides support for reversed battery active protection.

An oscillator OSC output is available to allow proper command of a 5th MOS connected upside down.

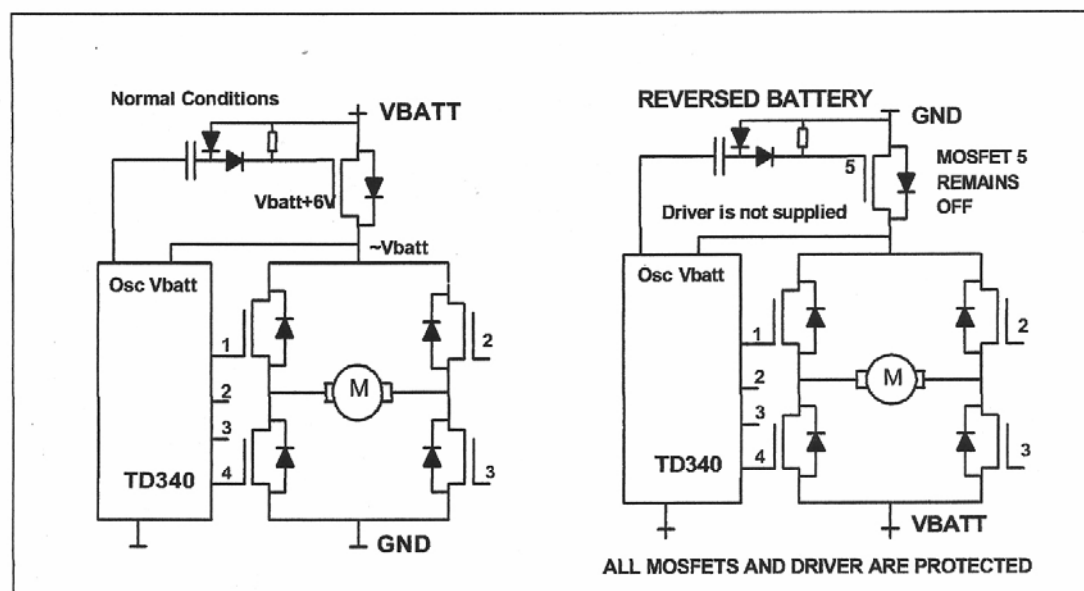
The MOS must have low threshold voltage because the oscillator output swing is about 6.5V.

In normal conditions, the MOS intrinsic diode supplies power to the driver at startup. When the TD340 is started, the OSC output enables the MOS to switch on, providing lower voltage drop and lower power dissipation.

In case of reversed battery, the 5th MOS remains off, and no dangerous voltages can reach the driver nor the power MOS.

The OSC oscillator can only supply a few mA. It must be loaded with a large impedance, typically 100pF and 680k.

Figure 5 : Reversed Battery Active Protection Principle



UVLO and OVLO protections

The TD340 includes protections against overvoltage and undervoltage conditions.

Overvoltage is dangerous for the MOS and for the load due to possible excessive currents and power dissipation.

Undervoltage is dangerous because MOS driving is no more reliable. MOS could be in linear mode with high ohmic dissipation.

TD340 Under Voltage LockOut and Over Voltage LockOut features protect the system from no operational power voltage. UVLO and OVLO thresholds are 6.2V and 20V. Hysteresis provides reliable behavior near the thresholds.

During UVLO and OVLO, MOS are switched off (TD340 in disable state).

Microcontroller support

For easy system integration, the TD340 provides the following functions:

- 5V regulator,
- reset circuit,
- watchdog circuit,
- standby mode,
- temperature indicator.

5V regulator

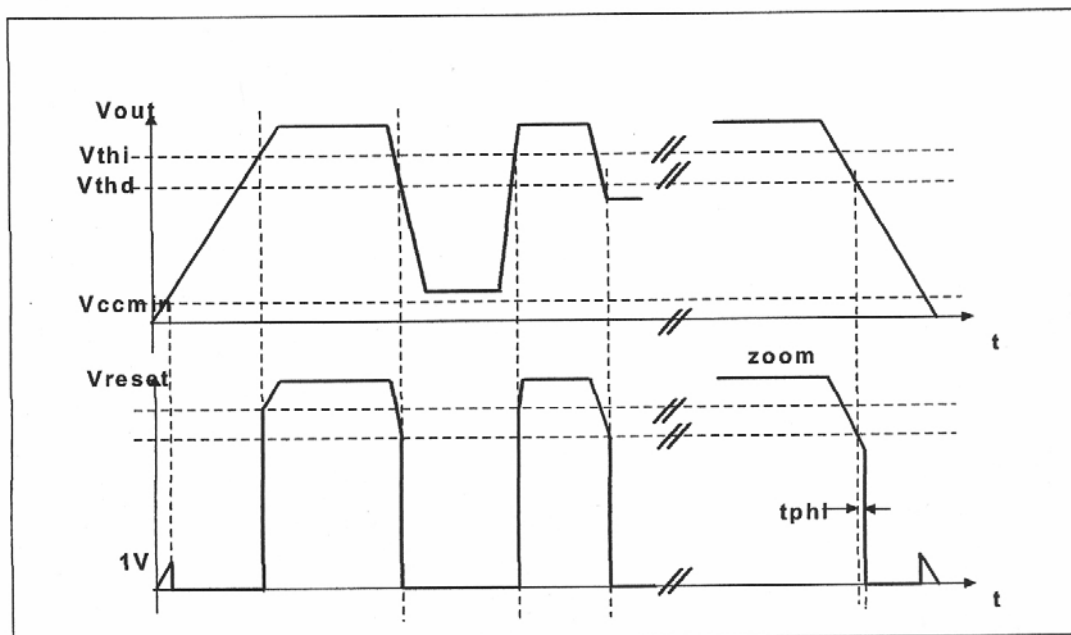
The TD340 provides a 5V regulated voltage at VOUT pin with a maximum current of 20mA over the whole Vbatt range (6.5 to 16V). Current can be up to 40 mA with nominal 12V Vbatt.

It is mandatory to connect a 220nF capacitor to the 5V output, even if the 5V output is not used, because the 5V is internally used by the device. 220nF is the optimized value for the voltage regulator.

Reset circuit

The integrated supervisor circuit resets the micro controller as soon as the voltage of the Micro Controller decreases below 4.2V, and until the voltage of the micro controller has not passed above 4.3V. RESET output is active low. It features an open drain with a internal 75k pull up resistor to internal 5V which allows hardwired OR configuration.

Figure 6 : Reset Waveforms



Standby mode

The TD340 can be put in standby mode under software control. When the STBY pin is driven low, the MOS drivers are switched off and internal charge pump oscillator is stopped. The 5V regulator, the watchdog and reset circuits are still active.

There is no pull up/down resistor on the STBY pin. STBY must not be left open.

Power consumption (not including the current drained from the 5V regulator) is reduced to about 200uA. To achieve this standby current, the 5.6k resistor on the OSC pin has to be disconnected with an external low power MOS controlled by the STBY signal (see figure 10 for an application example)

Standby mode should be only activated when $IN1=IN2=0V$ and after that the motor is actually stopped because the four MOS are switched off. On exit from the standby mode, a delay of up to 20ms (depending upon the bootstrap capacitor value) must be given before applying signals to the IN1 and IN2 inputs to allow proper startup of the charge pump (it is also true for power-up). Figure 8 shows the voltage across the Cb bootstrap capacitor at powerup or at standby exit as a function of time.

Figure 8 : Charge pump voltage at startup

Fig. 8a : Cb = 10nF

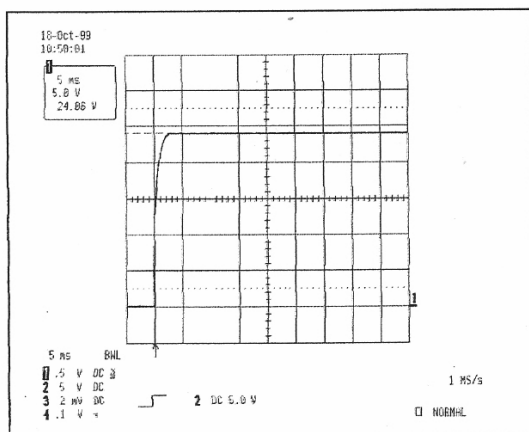


Fig. 8b : Cb = 47nF

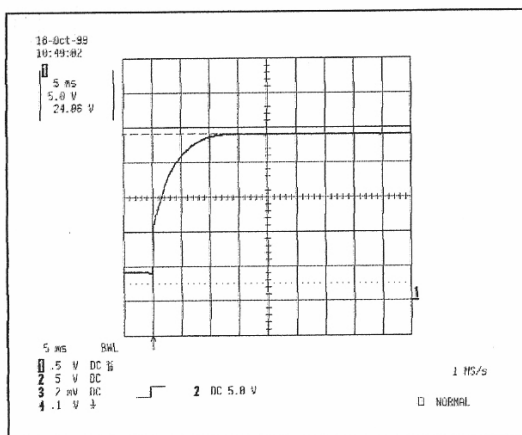
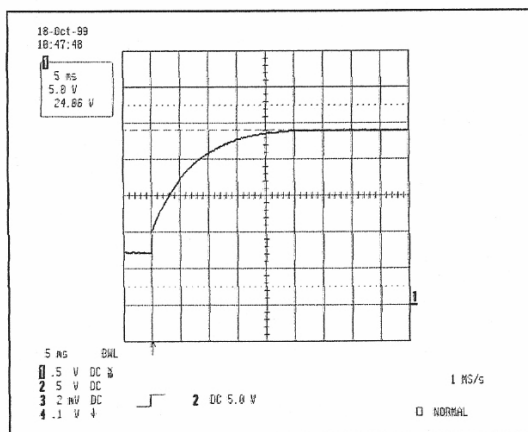


Fig. 8c : Cb = 100nF



APPLICATION CIRCUIT DIAGRAMS

The following schematics show typical application circuits. The first one is a simple, standalone system, while the other one is μ C driven and includes advanced features like standby mode and reversed battery active protection.

Simple standalone system

Figure 9 shows a basic use of the TD340. The speed is controlled with a simple adjustable resistor. Direction is controlled with a switch.

Internal PWM generator is used, frequency is set by the capacitor C3.

Note that the C2 capacitor (220nF) is included because it is needed by the internal TD340 circuit.

Interface lines for microcontroller are not used:

Standby is tied to 5V (Vout),

WD and CWD are tied to ground,

Reset and Temperature outputs are left unconnected.

Reversed battery protection is provided by the means of the diode D2.

Transistors Q1H, Q1L, Q2H, Q2L are to be chosen depending on the motor characteristics.

For example, STP30NE03L are 30V, 30A devices with gate capacitance of about 1nF. For these MOS, 22nF bootstrap capacitors are adequate.

Resistors R1 to R4 are used to control the rise and fall times on the MOS gates, and are also useful to avoid oscillation of the gate voltage due to the parasitic inductance of lines in conjunction with the gate capacitance. Typical values for resistors R1 to R4 are from 10 to 100 ohms.

Capacitor C6 is used to store energy and to filter the voltage across the bridge.

Applications:

Small domestic motorized equipments, battery-powered electrical tools, ...

Complete, μ C driven system

The next schematic (figure 10) shows a complete system driven by a μ C.

The auto-reload timer feature of ST6 μ C family is used to easily generate the PWM command signal (TD340 internal generator is not used, CF pin is connected to ground).

Transil diode D3 can be added as a security to avoid overvoltage transients if the MOS are all driven off when the motor is running. For example, it can happen if TD340 is put in standby or disable state while motor is running.

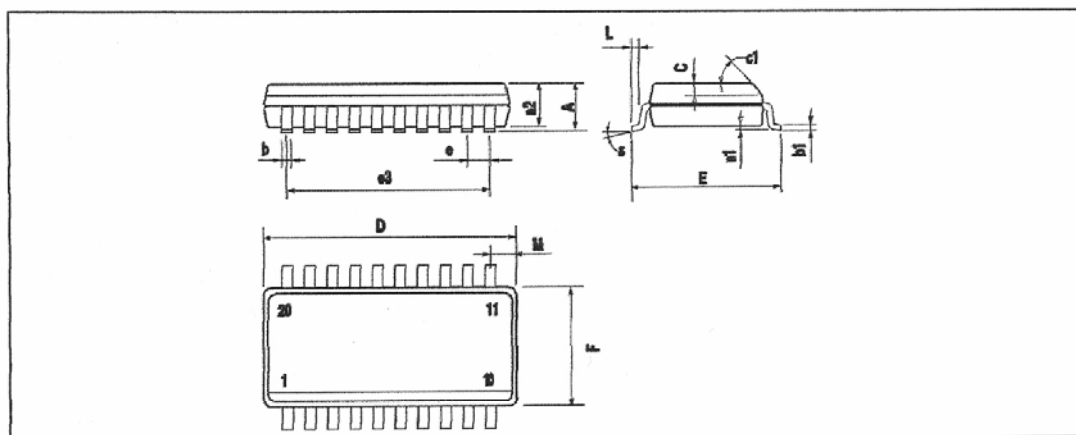
Applications:

- Automotive: advanced window lift systems, wiper systems, ...

- Industrial: battery-powered motor systems, electric door opening, ...

[illegible]

PACKAGE MECHANICAL DATA
20 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			2.65			0.104
a1	0.1		0.3	0.004		0.012
a2			2.45			0.096
b	0.35		0.49	0.014		0.019
b1	0.23		0.32	0.009		0.013
C		0.5			0.020	
c1	45° (typ.)					
D	12.6		13.0	0.496		0.512
E	10		10.65	0.394		0.419
e		1.27			0.050	
e3		11.43			0.450	
F	7.4		7.6	0.291		0.299
L	0.5		1.27	0.020		0.050
M			0.75			0.030
S	8° (max.)					

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 2001 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved
 STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia
 Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States

© <http://www.st.com>



APÊNDICE E - DESCRIÇÃO E ESPECIFICAÇÕES DO MICROCONTROLADOR PIC 16F628A

A descrição de microcontrolador (visto abaixo), encontrada no livro “Desbravando o PIC”, de David José dos Santos resume bem o que é e para que serve este componente:

“Em poucas palavras, poderíamos definir o microcontrolador como um “pequeno” componente eletrônico, dotado de uma “inteligência” programável, utilizado no controle de processos lógicos. Para entendermos melhor esta definição, vamos analisá-la por partes:

O controle de processos deve ser entendido como o controle de periféricos, tais como: LED's, botões, displays de segmentos, displays de cristal líquido (LCD), resistências, relês, sensores diversos (pressão, temperatura, etc.) e muitos outros. São chamados de controles lógicos, pois a operação do sistema baseia-se nas ações lógicas que devem ser executadas, dependendo do estado dos periféricos de entrada e/ou saída.

O microcontrolador é programável, pois toda a lógica de operação de que acabamos de falar é estruturada na forma de um programa e gravada dentro do componente, em linguagem *assembler*. Depois disso, toda vez que o microcontrolador for alimentado, o programa interno será executado. Quanto à “inteligência” do componente, podemos associá-la à Unidade Lógica Aritmética (ULA), pois é nessa unidade que todas as operações matemáticas e lógicas são executadas. Quanto mais poderosa a ULA do componente, maior sua capacidade de processar informações.

Na nossa definição, ganhou ainda o adjetivo “pequeno”, pois em uma única pastilha de silício encapsulada (popularmente chamada de CI ou CHIP), temos todos os componentes necessários ao controle de um processo, ou seja, o microcontrolador está provido internamente de memória de programa, memória de dados, portas de entrada e/ou saída paralela, timers, contadores, comunicação serial, PWMs, conversores analógicos-digitais, etc. Esta é uma das características fundamentais que diferencia os microcontroladores dos microprocessadores, pois os últimos, apesar de possuírem uma ULA muito mais poderosa, não possuem todos esses recursos em uma única pastilha.

Atualmente, muitos equipamentos de uso diário, tais como: eletrodomésticos, videocassetes, alarmes, celulares e brinquedos, entre outros, utilizam microcontroladores para execução de suas funções básicas. Portanto, pode ser que você nem sabia, mas esses componentes já fazem parte da sua vida há um bom tempo.”

Nas figuras que se seguem encontramos algumas características e especificações do microcontrolador utilizado, o PIC 16F628A.



Figura E.1: Pinagem do PIC 16F628A

Número do Pino	Função	Tipo Entrada	Tipo Saída	Descrição
17	RA0	ST	CMOS	I/O digital bidirecional.
	AN0	AN	-	Entrada analógica para os comparadores.
18	RA1	ST	CMOS	I/O digital bidirecional.
	AN1	AN	-	Entrada analógica para os comparadores.
1	RA2	ST	CMOS	I/O digital bidirecional.
	AN2	AN	-	Entrada analógica para os comparadores.
	V _{REF}	-	AN	Saída da tensão de referência programável.
2	RA3	ST	CMOS	I/O digital bidirecional.
	AN3	AN	-	Entrada analógica para os comparadores.
	CMP1	-	CMOS	Saída do comparador 1.
3	RA4	ST	OD	I/O digital bidirecional.
	T0CKI	ST	-	Entrada externa do contador TMRO.
	CMP2	-	OD	Saída do comparador 2.
4	RA5	ST	-	Entrada digital.
	MCLR	ST	-	Master Clear (reset) externo. O PIC só funciona quando este pino encontra-se em nível alto.
	V _{PP}	-	-	Entrada para tensão de programação (13V).
15	RA6	ST	CMOS	I/O digital bidirecional.
	OSC2	-	XTAL	Saída para cristal externo.
	CLKOUT	-	CMOS	Saída com onda quadrada em ¼ da frequência imposta em OSC1 quando em modo RC. Essa frequência equivale aos ciclos de máquina internos.

Figura E.2: Tabela (1ª parte) indicando o significado das nomenclaturas utilizadas na identificação dos pinos, descrevendo os detalhes de cada uma delas

Número do Pino	Função	Tipo Entrada	Tipo Saída	Descrição
16	RA7	ST	CMOS	I/O digital bidirecional.
	OSC1	XTAL	-	Entrada para cristal externo.
	CLKIN	ST	-	Entrada para osciladores externos (híbridos ou RC).
6	RB0	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno.
	INT	ST	-	Entrada para interrupção externa.
7	RB1	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno.
	RX	ST	-	Recepção para comunicação USART assíncrona.
	DT	ST	CMOS	Via de dados para comunicação USART síncrona.
8	RB2	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno.
	TX	-	CMOS	Transmissão para comunicação USART assíncrona.
	CK	ST	CMOS	Via de clock para comunicação USART síncrona.
9	RB3	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno.
	CCP1	ST	CMOS	I/O para o Capture, Compare e PWM.
10	RB4	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno. Interrupção por mudança de estado.
	PGM	ST	-	Entrada para programação em baixa tensão (5V).
11	RB5	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno. Interrupção por mudança de estado.
12	RB6	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno. Interrupção por mudança de estado.
	T1OSO	-	XTAL	Saída para cristal externo para TMR1.
	T1CKI	ST	-	Entrada externa do contador TMR1.
	PGC	ST	-	Clock da programação serial (ICSP).
13	RB7	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno. Interrupção por mudança de estado.
	T1OSI	XTAL	-	Entrada para cristal externo para TMR1.
	PGD	ST	CMOS	Data da programação serial (ICSP).
5	V _{SS}	P	-	GND.
14	V _{DD}	P	-	Alimentação positiva.

Legenda:

P	=	Power (alimentação)
-	=	Não-utilizado
TTL	=	Entrada tipo TTL
ST	=	Entrada tipo <i>Schmitt Trigger</i>
CMOS	=	Saída do tipo CMOS
OD	=	Saída tipo Dreno Aberto (Open Drain)
NA	=	Entrada/Saída analógica

Figura E.3: Tabela(2ª parte) indicando o significado das nomenclaturas utilizadas na identificação dos pinos, descrevendo os detalhes de cada uma delas

CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS E OUTRAS

Temperatura de trabalho	-40°C até +125°C
Temperatura de armazenamento	-65°C até +150°C
Tensão de trabalho	3.0V a +5.5V
Voltagem máxima no pino V_{DD} (em relação ao V_{SS})	-0.3V até +6.5V
Voltagem máxima no pino MCLR (em relação ao V_{SS})	-0.3V até +14V
Voltagem máxima nos demais pinos (em relação ao V_{SS})	-0.3V até ($V_{DD} + 0.3V$)
Dissipação máxima de energia	800 mW
Corrente máxima de saída no pino V_{SS}	300 mA
Corrente máxima de entrada no pino V_{DD}	250 mA
Corrente máxima de entrada de um pino (quando em V_{SS})	25 mA
Corrente máxima de saída de um pino (quando em V_{DD})	25 mA
Corrente máxima de entrada em PORTA + PORTB	200 mA
Corrente máxima de saída em PORTA + PORTB	200 mA

Figura E.4: Características específicas do PIC 16F628A

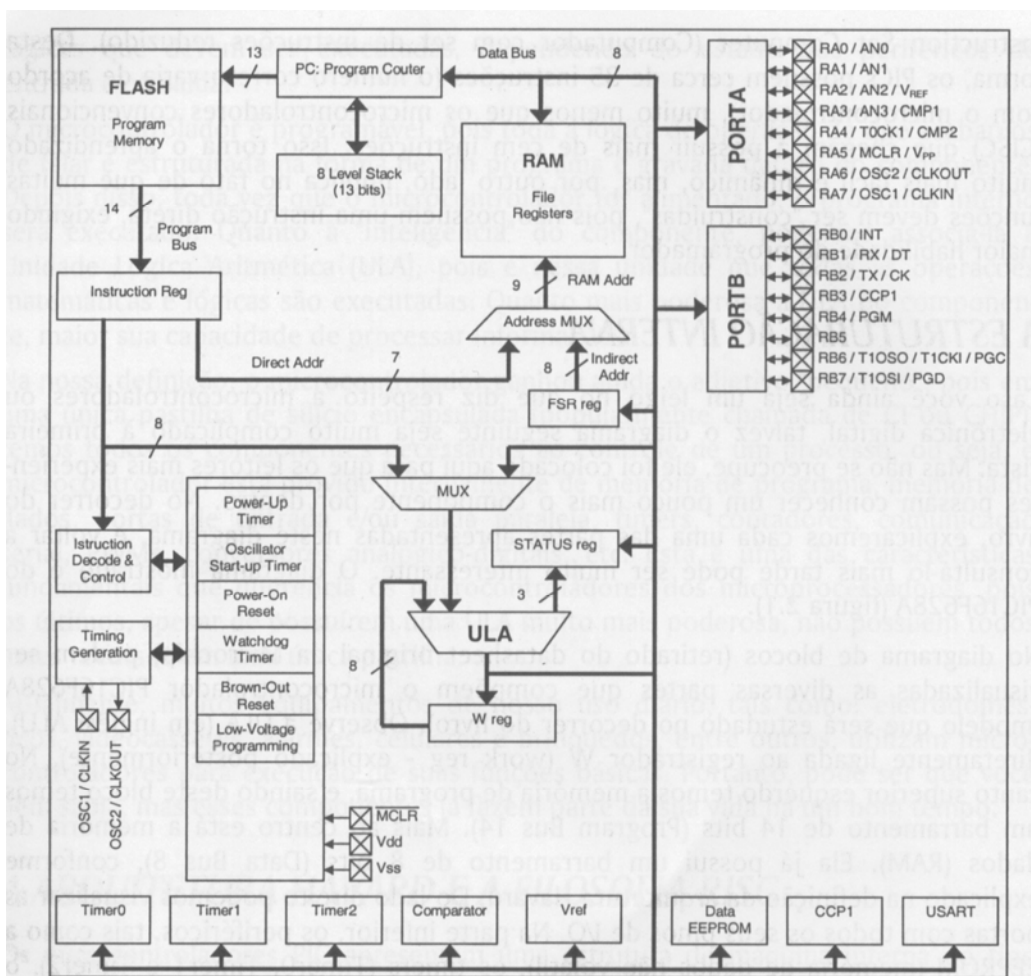


Figura E.5: Diagrama interno do PIC 16F628A