

## 概述

MAX8722 集成背光控制器用于驱动冷阴极荧光灯(CCFL), 采用全桥谐振逆变结构。谐振工作提供最强的启辉能力, 并在整个输入范围内提供接近正弦的波形以延长 CCFL 寿命。本控制器工作在很宽的输入电压范围内 (4.6V 至 28V), 具有高电光转换效率。本器件还包括能在多种单点故障情况下提供有效保护的安全特性, 包括灯管开路 and 短路故障。

MAX8722 具有 10:1 的亮度调节范围, 采用数字脉宽调制 (DPWM) 方法对灯管电流进行开关控制。DPWM 频率可以通过电阻精确地调节或者同步到外部信号上。亮度由 CNTL 引脚上的模拟电压控制。本器件直接驱动外部全桥逆变器的四个 n 沟道功率 MOSFET。内部 5.3V 的线性稳压器为 MOSFET 驱动器、DPWM 振荡器和大部分内部电路供电。MAX8722 采用低成本、24 引脚的 QSOP 封装, 工作在 -40°C 到 +85°C 的温度范围内。

## 应用

笔记本电脑显示器

LCD 监视器

LCD TV

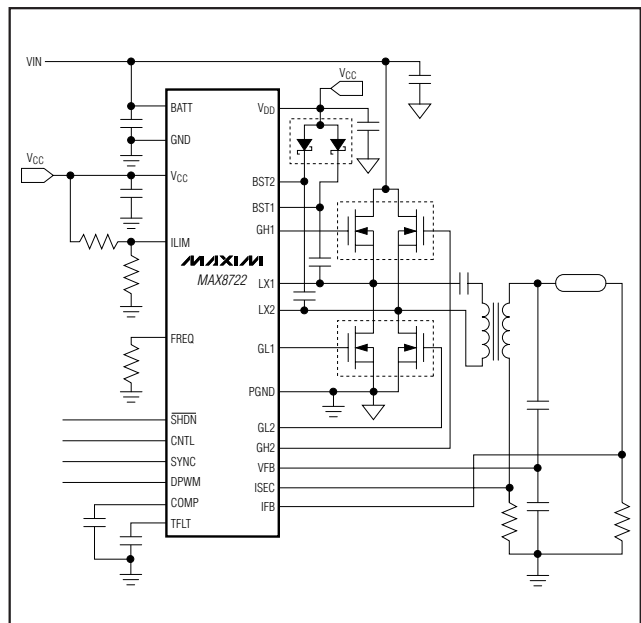
## 特性

- ◆ 同步至谐振频率
  - 更长的灯管寿命
  - 保证启辉
  - 高电光转换效率
- ◆ 宽输入电压范围 (4.6V 至 28V)
- ◆ 输入电压前馈实现优异的输入抑制能力
- ◆ 采用模拟接口进行精确的亮度控制
- ◆ 10:1 的亮度调节范围
- ◆ 具有同步功能的可调节精确 DPWM 频率
- ◆ 可调节的灯电流上升下降时间
- ◆ 次级电压限制减小了变压器应力
- ◆ 具有可调节延时的灯管开路保护
- ◆ 具有可调节延时的次级过流保护
- ◆ 低成本 24 引脚 QSOP 封装

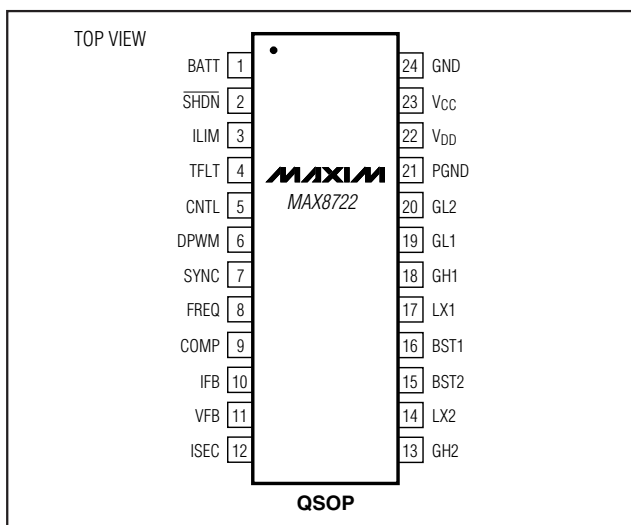
## 订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX8722EEG	-40°C to +85°C	24 QSOP

## 最简工作电路



## 引脚配置



# 低成本 CCFL 背光控制器

MAX8722

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

BATT to GND.....	-0.3V to +30V	$\overline{\text{SHDN}}$ to GND.....	-0.3V to +6V
BST1, BST2 to GND .....	-0.3V to +36V	PGND to GND .....	-0.3V to +0.3V
BST1 to LX1, BST2 to LX2 .....	-0.3V to +6V	Continuous Power Dissipation ( $T_A = +70^\circ\text{C}$ ).....	761.9mW
CNTL, FREQ, SYNC, $V_{CC}$ , $V_{DD}$ to GND .....	-0.3V to +6V	24-Pin QSOP (derate 9.5mW/ $^\circ\text{C}$ above $+70^\circ\text{C}$ ).....	761.9mW
COMP, DPWM, ILIM, TFLT to GND .....	-0.3V to ( $V_{CC} + 0.3\text{V}$ )	Operating Temperature Range .....	$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$
GH1 to LX1 .....	-0.3V to ( $V_{\text{BST1}} + 0.3\text{V}$ )	Junction Temperature .....	$+150^\circ\text{C}$
GH2 to LX2 .....	-0.3V to ( $V_{\text{BST2}} + 0.3\text{V}$ )	Storage Temperature Range .....	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
GL1, GL2 to GND .....	-0.3V to ( $V_{\text{DD}} + 0.3\text{V}$ )	Lead Temperature (soldering, 10s) .....	$+300^\circ\text{C}$
IFB, ISEC, VFB to GND.....	-3V to +6V		

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1.  $V_{\text{BATT}} = 12\text{V}$ ,  $V_{\text{CC}} = V_{\text{DD}}$ ,  $V_{\overline{\text{SHDN}}} = 5.3\text{V}$ ,  $T_A = 0^\circ\text{C}$  to  $+85^\circ\text{C}$ . Typical values are at  $T_A = +25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
BATT Input Voltage Range	$V_{\text{CC}} = V_{\text{DD}} = V_{\text{BATT}}$	4.6		5.5	V
	$V_{\text{CC}} = V_{\text{DD}} = \text{open}$	5.5		28.0	
BATT Quiescent Current	$V_{\overline{\text{SHDN}}} = V_{\text{CC}}$ , $V_{\text{IFB}} = 1\text{V}$	$V_{\text{BATT}} = 28\text{V}$	1	2	mA
		$V_{\text{BATT}} = V_{\text{CC}} = 5\text{V}$		2	
BATT Quiescent Current, Shutdown	$\overline{\text{SHDN}} = \text{GND}$		6	20	$\mu\text{A}$
$V_{\text{CC}}$ Output Voltage, Normal Operation	$V_{\overline{\text{SHDN}}} = 5.5\text{V}$ , $6\text{V} < V_{\text{BATT}} < 28\text{V}$ , $0 < I_{\text{LOAD}} < 10\text{mA}$	5.25	5.40	5.55	V
$V_{\text{CC}}$ Output Voltage, Shutdown	$\overline{\text{SHDN}} = \text{GND}$ , no load	3.5	4.6	5.5	V
$V_{\text{CC}}$ Undervoltage-Lockout Threshold	$V_{\text{CC}}$ rising (leaving lockout)			4.58	V
	$V_{\text{CC}}$ falling (entering lockout)	4.0			
$V_{\text{CC}}$ Undervoltage-Lockout Hysteresis			200		mV
GH1, GH2, GL1, GL2 On-Resistance, High	$I_{\text{TEST}} = 10\text{mA}$ , $V_{\text{CC}} = V_{\text{DD}} = 5.3\text{V}$		20	37	$\Omega$
GH1, GH2, GL1, GL2 On-Resistance, Low	$I_{\text{TEST}} = 10\text{mA}$ , $V_{\text{CC}} = V_{\text{DD}} = 5.3\text{V}$		10	20	$\Omega$
GH1, GH2, GL1, GL2 Maximum Output Current			0.3		A
BST1, BST2 Leakage Current	$V_{\text{BST}_-} = 12\text{V}$ , $V_{\text{LX}_-} = 7\text{V}$			5	$\mu\text{A}$
Resonant Frequency Range	Guaranteed by design	30		80	kHz
Minimum Off-Time		340	470	600	ns
Maximum Off-Time		24	33	43	$\mu\text{s}$
Current-Limit Threshold LX1 to PGND, LX2 to PGND (Fixed)	$I_{\text{LIM}} = V_{\text{CC}}$	180	200	220	mV
Current-Limit Threshold LX1 to PGND, LX2 to PGND (Adjustable)	$V_{\text{ILIM}} = 0.5\text{V}$	80	100	120	mV
	$V_{\text{ILIM}} = 2.0\text{V}$	370	400	430	

# 低成本 CCFL 背光控制器

MAX8722

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1.  $V_{BATT} = 12V$ ,  $V_{CC} = V_{DD}$ ,  $V_{SHDN} = 5.3V$ ,  $T_A = 0^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ . Typical values are at  $T_A = +25^{\circ}C$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero-Current Crossing Threshold LX1 to GND, LX2 to GND		1	6	12	mV
Current-Limit Leading Edge Blanking		240	350	460	ns
IFB Input Voltage Range		-2		+2	V
IFB Regulation Point		770	790	810	mV
IFB Input Bias Current	$0 < V_{IFB} < 2V$	-2		+2	$\mu A$
	$-2V < V_{IFB} < 0$	-150			
IFB Lamp-Out Threshold		560	600	640	mV
IFB to COMP Transconductance	$0.5V < V_{COMP} < 4V$	60	100	160	$\mu S$
COMP Output Impedance		7	10	18	$M\Omega$
COMP Discharge Current During Overvoltage or Overcurrent Fault	$V_{IFB} = 800mV$ , $V_{ISEC} = 2V$		400		$\mu A$
COMP Discharge Current During DPWM Off-Time	CNTL = GND, $V_{COMP} = 2V$		100		$\mu A$
DPWM Rising to Falling Ratio	$V_{IFB} = 0$		2.5		
ISEC Overcurrent Threshold		1.15	1.21	1.28	V
ISEC Input Bias Current	$0 < V_{ISEC} < 2V$	-0.3		+0.3	$\mu A$
VFB Input Bias Current	$V_{VFB} = 0.5V$	-0.3		+0.3	$\mu A$
VFB Overvoltage Threshold		2.2	2.3	2.4	V
DPWM Chopping Frequency	$R_{FREQ} = 100k\Omega$		343		Hz
	$R_{FREQ} = 169k\Omega$	204	209	214	
	$R_{FREQ} = 340k\Omega$		106		
DPWM Input Low Voltage	SYNC = $V_{CC}$ , $R_{FREQ} = 169k\Omega$			0.8	V
DPWM Input High Voltage	SYNC = $V_{CC}$ , $R_{FREQ} = 169k\Omega$	2.1			V
DPWM Input Hysteresis	SYNC = $V_{CC}$ , $R_{FREQ} = 169k\Omega$		100		mV
DPWM Input Bias Current	SYNC = $V_{CC}$ , $R_{FREQ} = 169k\Omega$	-0.3		+0.3	$\mu A$
DPWM Output Low Resistance	SYNC = GND, FREQ = $V_{CC}$			2.4	$k\Omega$
DPWM Output High Resistance	SYNC = $V_{CC}$ , FREQ = $V_{CC}$			2.4	$k\Omega$
SYNC Input Low Voltage				0.8	V
SYNC Input High Voltage		2.1			V
SYNC Input Hysteresis			100		mV
SYNC Input Bias Current	$V_{SYNC} = 2V$	-0.3		+0.3	$\mu A$
SYNC Input Frequency Range		10		50	kHz
CNTL Minimum Duty-Cycle Threshold		0.20	0.23	0.26	V
CNTL Maximum Duty-Cycle Threshold		1.9	2.0	2.1	V
CNTL Input Current	$0 < V_{CNTL} < V_{CC}$	-0.1		+0.1	$\mu A$
DPWM ADC Resolution	Guaranteed monotonic		5		Bits

# 低成本 CCFL 背光控制器

MAX8722

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1.  $V_{BATT} = 12V$ ,  $V_{CC} = V_{DD}$ ,  $V_{SHDN} = 5.3V$ ,  $T_A = 0^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ . Typical values are at  $T_A = +25^{\circ}C$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SHDN Input Low Voltage				0.8	V
SHDN Input High Voltage		2.1			V
SHDN Input Bias Current		-1		+1	$\mu A$
FREQ Dual Mode™ Input High Level		$V_{CC} - 0.35$			V
FREQ Input Regulation Level			$V_{CC} / 2$		V
FREQ Input Bias Current	$FREQ = V_{CC}$		230		$\mu A$
TFLT Charge Current	$V_{ISEC} < 1.25V$ and $V_{IFB} < 600mV$ ; $V_{FLT} = 2V$	0.95	1.00	1.05	$\mu A$
	$V_{ISEC} < 1.25V$ and $V_{IFB} > 600mV$ ; $V_{FLT} = 2V$		-1		
	$V_{ISEC} > 1.25V$ and $V_{IFB} < 600mV$ ; $V_{FLT} = 2V$		116		
TFLT Trip Threshold		3.95	4.10	4.20	V

Dual Mode is a trademark of Maxim Integrated Products, Inc.

## ELECTRICAL CHARACTERISTIC

(Circuit of Figure 1.  $V_{BATT} = 12V$ ,  $V_{CC} = V_{DD}$ ,  $V_{SHDN} = 5.3V$ ,  $T_A = -40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
BATT Input Voltage Range	$V_{CC} = V_{DD} = V_{BATT}$	4.6		5.5	V
	$V_{CC} = V_{DD} = \text{open}$	5.5		28.0	
BATT Quiescent Current	$V_{SHDN} = V_{CC}$ , $V_{IFB} = 1V$	$V_{BATT} = 28V$		2	mA
		$V_{BATT} = V_{CC} = 5V$		2	
BATT Quiescent Current, Shutdown	$\overline{SHDN} = GND$			20	$\mu A$
$V_{CC}$ Output Voltage, Normal Operation	$V_{SHDN} = 5.5V$ , $6V < V_{BATT} < 28V$ $0 < I_{LOAD} < 20mA$	5.25		5.55	V
$V_{CC}$ Output Voltage, Shutdown	$\overline{SHDN} = GND$ , no load	3.5		5.5	V
$V_{CC}$ Undervoltage-Lockout Threshold	$V_{CC}$ rising (leaving lockout)			4.58	V
	$V_{CC}$ falling (entering lockout)	4.0			
GH1, GH2, GL1, GL2 On-Resistance, High	$I_{TEST} = 10mA$ , $V_{CC} = V_{DD} = 5.3V$			37	$\Omega$
GH1, GH2, GL1, GL2 On-Resistance, Low	$I_{TEST} = 10mA$ , $V_{CC} = V_{DD} = 5.3V$			20	$\Omega$
BST1, BST2 Leakage Current	$V_{BST\_} = 12V$ , $V_{LX\_} = 7V$			5	$\mu A$
Resonant Frequency Range	Guaranteed by design	30		80	kHz
Minimum Off-Time		340		600	ns
Maximum Off-Time		24		43	$\mu s$
Current-Limit Threshold LX1 - PGND, LX2 - PGND (Fixed)	$I_{LIM} = V_{CC}$	180		220	mV

# 低成本 CCFL 背光控制器

MAX8722

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1.  $V_{BATT} = 12V$ ,  $V_{CC} = V_{DD}$ ,  $V_{SHDN} = 5.3V$ ,  $T_A = -40^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$ , unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Current-Limit Threshold LX1 - PGND, LX2 - PGND (Adjustable)	$V_{ILIM} = 0.5V$	80		120	mV
	$V_{ILIM} = 2.0V$	370		430	
Zero-Current Crossing Threshold LX1 - GND, LX2 - GND		1		12	mV
Current-Limit Leading Edge Blanking		240		460	ns
IFB Input Voltage Range		-2		+2	V
IFB Regulation Point		770		810	mV
IFB Input Bias Current	$0 < V_{IFB} < 2V$	-2		+2	$\mu A$
	$-2V < V_{IFB} < 0$	-150			
IFB Lamp-Out Threshold		560		640	mV
IFB to COMP Transconductance	$0.5V < V_{COMP} < 4V$	60		160	$\mu S$
COMP Output Impedance		7		18	$M\Omega$
ISEC Overcurrent Threshold		1.15		1.28	V
VFB Overvoltage Threshold		2.2		2.4	V
DPWM Chopping Frequency	$R_{FREQ} = 169k\Omega$	200		218	Hz
DPWM Input Low Voltage	$SYNC = V_{CC}$ , $R_{FREQ} = 169k\Omega$			0.8	V
DPWM Input High Voltage	$SYNC = V_{CC}$ , $R_{FREQ} = 169k\Omega$	2.1			V
DPWM Output Low Resistance	$SYNC = GND$ , $FREQ = V_{CC}$			2.4	$k\Omega$
DPWM Output High Resistance	$SYNC = V_{CC}$ , $FREQ = V_{CC}$			2.4	$k\Omega$
SYNC Input Low Voltage				0.8	V
SYNC Input High Voltage		2.1			V
SYNC Input Bias Current	$V_{SYNC} = 2V$	-0.3		+0.3	$\mu A$
SYNC Input Frequency Range		10		50	kHz
CNTL Minimum Duty-Cycle Threshold		0.20		0.26	V
CNTL Maximum Duty-Cycle Threshold		1.9		2.1	V
SHDN Input Low Voltage				0.8	V
SHDN Input High Voltage		2.1			V
FREQ Dual-Mode Input High Level		$V_{CC} - 0.35$			V
TFLT Trip Threshold		3.95		4.20	V

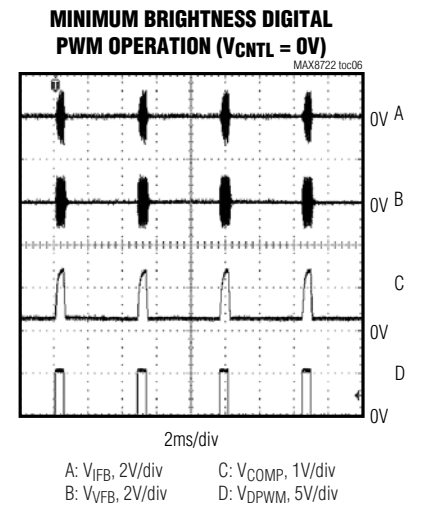
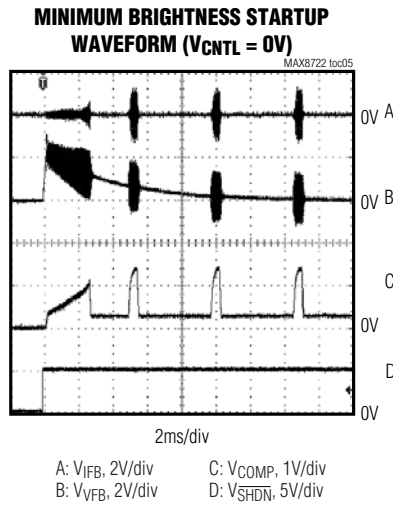
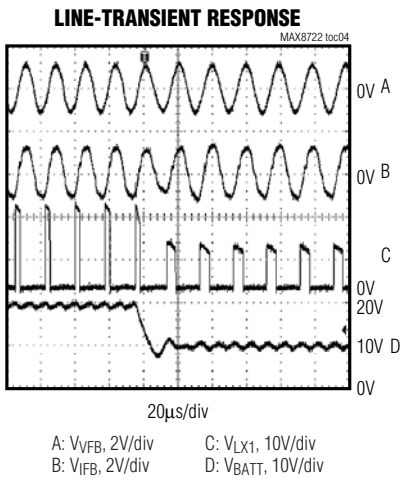
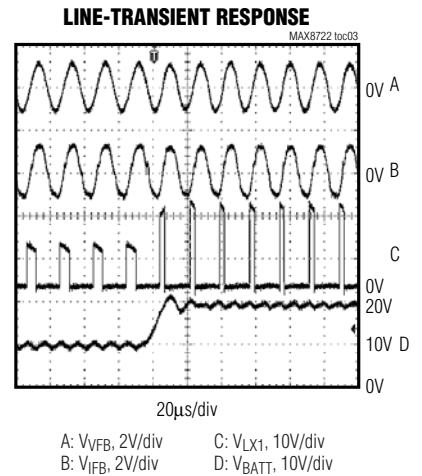
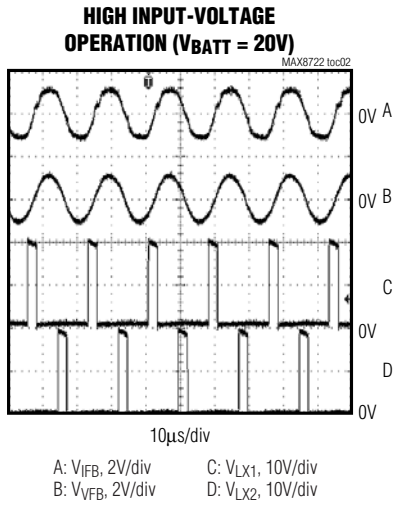
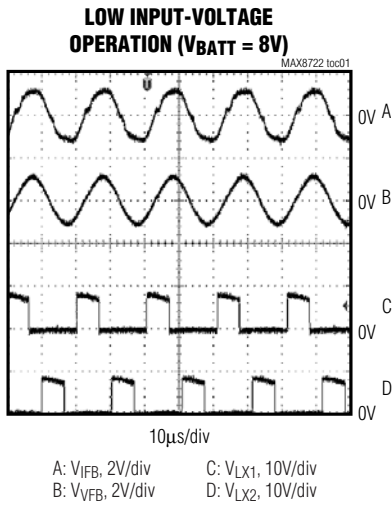
**Note 1:** Specifications to  $-40^{\circ}C$  are guaranteed by design based on final characterization results.

# 低成本 CCFL 背光控制器

MAX8722

典型工作特性

(Circuit of Figure 1.  $V_{BATT} = 12V$ ,  $V_{CC} = V_{DD}$ ,  $V_{SHDN} = 5.3V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



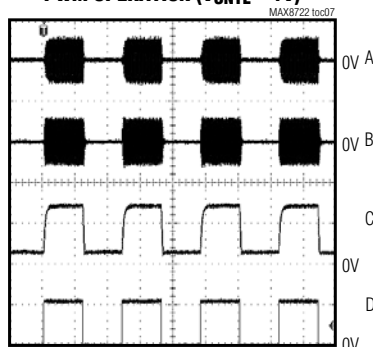
# 低成本 CCFL 背光控制器

典型工作特性(续)

(Circuit of Figure 1.  $V_{BATT} = 12V$ ,  $V_{CC} = V_{DD}$ ,  $V_{SHDN} = 5.3V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

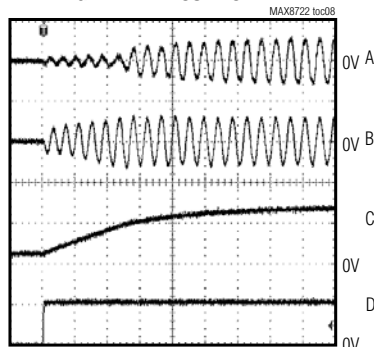
MAX8722

**50% BRIGHTNESS DIGITAL PWM OPERATION ( $V_{CNTL} = 1V$ )**



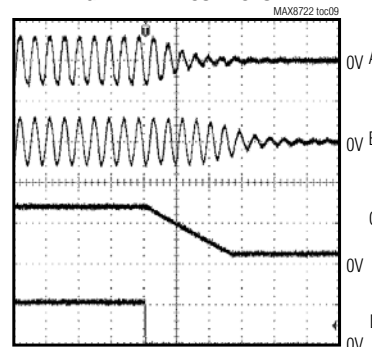
2ms/div  
A:  $V_{IFB}$ , 2V/div C:  $V_{COMP}$ , 1V/div  
B:  $V_{VFB}$ , 2V/div D:  $V_{DPWM}$ , 5V/div

**DIGITAL PWM SOFT-START**



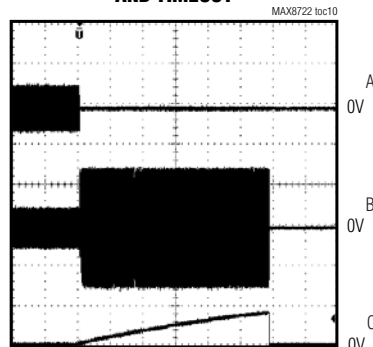
40µs/div  
A:  $V_{IFB}$ , 2V/div C:  $V_{COMP}$ , 1V/div  
B:  $V_{VFB}$ , 2V/div D:  $V_{DPWM}$ , 5V/div

**DIGITAL PWM SOFT-STOP**



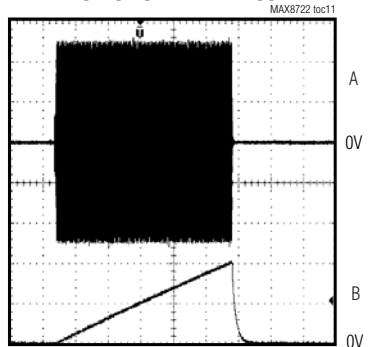
40µs/div  
A:  $V_{IFB}$ , 2V/div C:  $V_{COMP}$ , 1V/div  
B:  $V_{VFB}$ , 2V/div D:  $V_{DPWM}$ , 5V/div

**LAMP-OUT VOLTAGE LIMITING AND TIMEOUT**



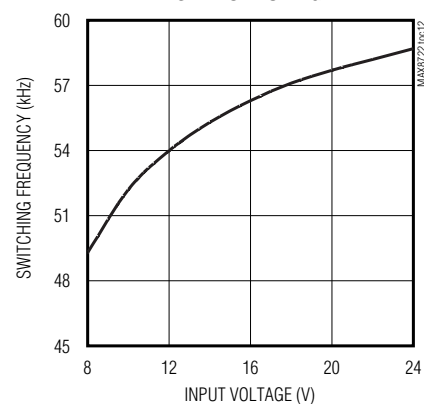
200ms/div  
A:  $V_{IFB}$ , 2V/div  
B:  $V_{VFB}$ , 2V/div  
C:  $V_{TFLT}$ , 5V/div

**SECONDARY OVERCURRENT PROTECTION AND TIMEOUT**



4ms/div  
A:  $V_{ISEC}$ , 500mV/div  
B:  $V_{TFLT}$ , 2V/div

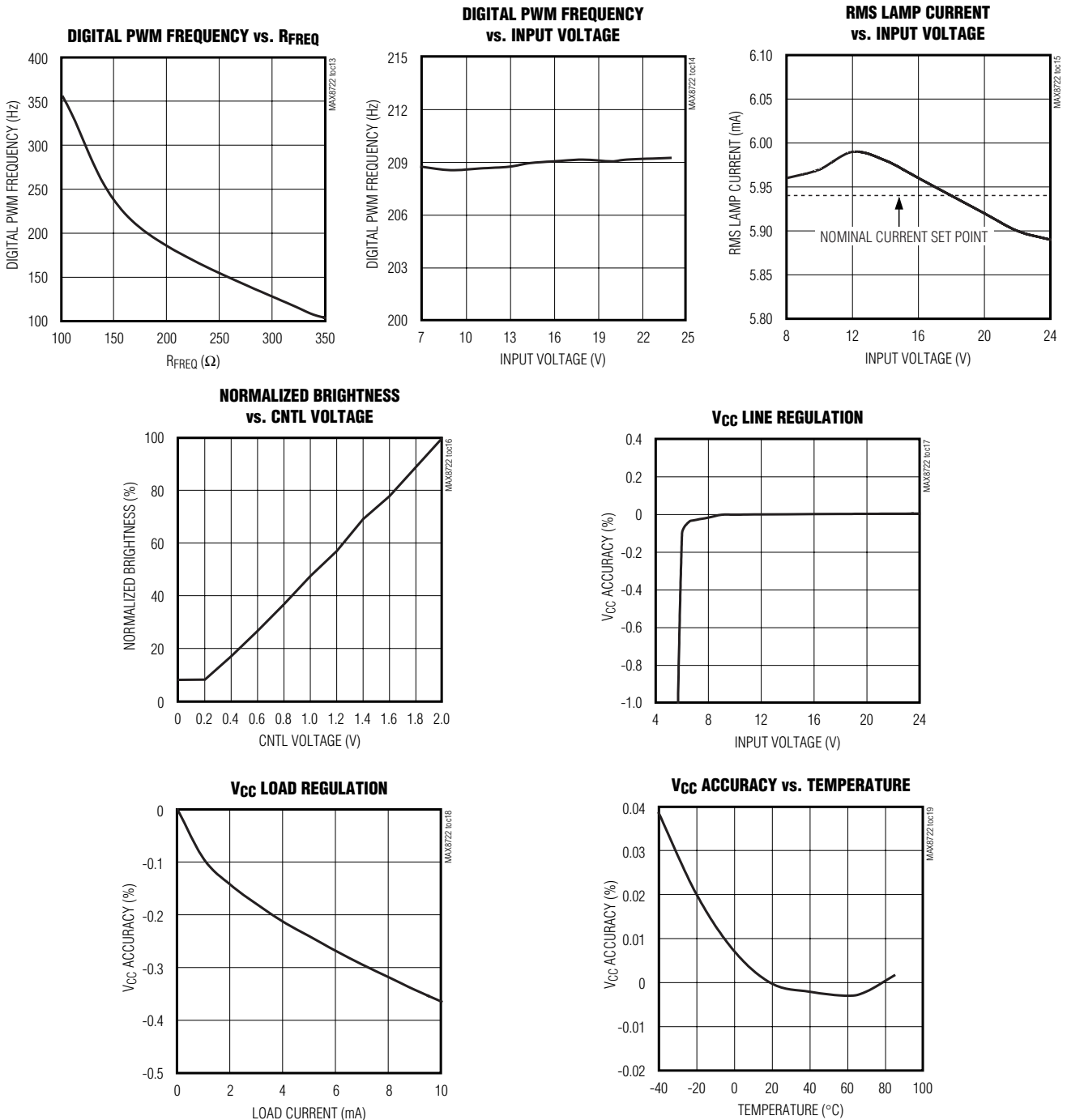
**SWITCHING FREQUENCY vs. INPUT VOLTAGE**



# 低成本 CCFL 背光控制器

典型工作特性 (续)

(Circuit of Figure 1.  $V_{BATT} = 12V$ ,  $V_{CC} = V_{DD}$ ,  $V_{SHDN} = 5.3V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)





# 低成本 CCFL 背光控制器

引脚说明

MAX8722

引脚	名称	功能
1	BATT	电源输入。BATT 是为器件供电的内部 5.4V 线性稳压器的输入。用 0.1μF 的陶瓷电容将 BATT 旁路至 GND。
2	$\overline{\text{SHDN}}$	关断控制输入。当 $\overline{\text{SHDN}}$ 被拉至 GND 时器件关断。
3	ILIM	初级电流限调节输入。在 $V_{CC}$ 和 GND 之间连接一个电阻分压器设置初级电流限。限流门限为 ILIM 上电压的 1/5。用上拉电阻将其连接到 $V_{CC}$ 则选择 0.2V 缺省限流门限。
4	TFLT	故障定时器调节引脚。从 TFLT 至 GND 连接一个电容设置灯开路 and 次级过流故障的延时时间。
5	CNTL	亮度控制输入。在 0 和 2V 之间改变 $V_{CNTL}$ 则改变 DPWM 的占空比(亮度)，其变化范围是 10% (最小) 到 100% (最大)。 $V_{CNTL}$ 大于 2V 时亮度维持在最大值。
6	DPWM	双功能 DPWM 信号引脚。DPWM 引脚既可以作为 DPWM 信号的输出，也可以用于低频同步输入。见数字 PWM 亮度控制和数字 PWM 频率设置部分。
7	SYNC	DPWM 高频同步输入。将 FREQ 连接到 $V_{CC}$ 并将 SYNC 连接到外部信号源，可以将 DPWM 斩波频率同步到外部高频信号上。DPWM 斩波频率为外部信号频率的 1/128。
8	FREQ	DPWM 频率双模调节引脚。在 FREQ 至 GND 之间连接一个电阻设置 DPWM 频率。将 FREQ 连接到 $V_{CC}$ 则用 SYNC 设置 DPWM 频率。 $f_{DPWM} = 209\text{Hz} \times 169\text{k}\Omega / R_{FREQ}$
9	COMP	跨导误差放大器输出。在 COMP 和 GND 之间连接一个补偿电容器设置 DPWM 工作时灯管电流的上升和下降时间。
10	IFB	灯管电流反馈输入。通过控制高端开关的导通时间将 IFB 上的平均电压调整到 0.8V。如果 $V_{IFB}$ 下降到低于 0.6V 并持续超过 TFLT 设置的停止时间，MAX8722 激活故障锁存。
11	VFB	变压器次级电压反馈输入。CCFL 灯管的高压端和 GND 之间的电容分压器设置在灯触发和灯开路期间的最大平均灯电压。当 VFB 上的平均电压超过内部过压门限时，控制器打开内部电流吸收电路对 COMP 电容放电。
12	ISEC	变压器次级电流反馈输入。在变压器次级低压端和地之间连接的电流感应电阻设置发生故障时的最大次级电流。当 ISEC 上的平均电压超过内部过流门限时，控制器打开内部电流吸收电路对 COMP 电容放电。
13	GH2	高端 MOSFET NH2 栅极驱动器输出。
14	LX2	GH2 栅极驱动器返回通道。LX2 是电流限制和过零比较器的输入。器件检测低端 MOSFET NL2 上的电压以检测初级电流过零和初级过流。
15	BST2	GH2 栅极驱动器电源输入。从 LX2 至 BST2 连接一个 0.1μF 的电容器并在 $V_{DD}$ 至 BST2 之间连接一个二极管形成自举电路。
16	BST1	GH1 栅极驱动器电源输入。从 LX1 至 BST1 连接一个 0.1μF 的电容器并在 $V_{DD}$ 至 BST1 之间连接一个二极管形成自举电路。
17	LX1	GH1 栅极驱动器返回通道。LX1 是电流限制和过零比较器的输入。器件检测低端 MOSFET NL1 上的电压以检测初级电流过零和初级过流。

## 低成本 CCFL 背光控制器

引脚说明(续)

引脚	名称	功能
18	GH1	高端 MOSFET NH1 栅极驱动器输出。
19	GL1	低端 MOSFET NL1 栅极驱动器输出。
20	GL2	低端 MOSFET NL2 栅极驱动器输出。
21	PGND	功率地。PGND 是 GL1 和 GL2 栅极驱动器的返回通道。
22	V <sub>DD</sub>	低端栅极驱动器电源输入。将 V <sub>DD</sub> 连接至内部线性稳压器的输出 (V <sub>CC</sub> )。用 0.1μF 的电容将 V <sub>DD</sub> 旁路至 PGND。
23	V <sub>CC</sub>	5.3V/10mA 的内部线性稳压器输出。V <sub>CC</sub> 为器件的电源电压。用 1μF 的陶瓷电容将 V <sub>CC</sub> 旁路至 GND。
24	GND	模拟地。V <sub>CC</sub> 、REF 和其它模拟电路的返回地。在 IC 下面、IC 背面裸露的金属垫盘上将 GND 连接至 PGND。

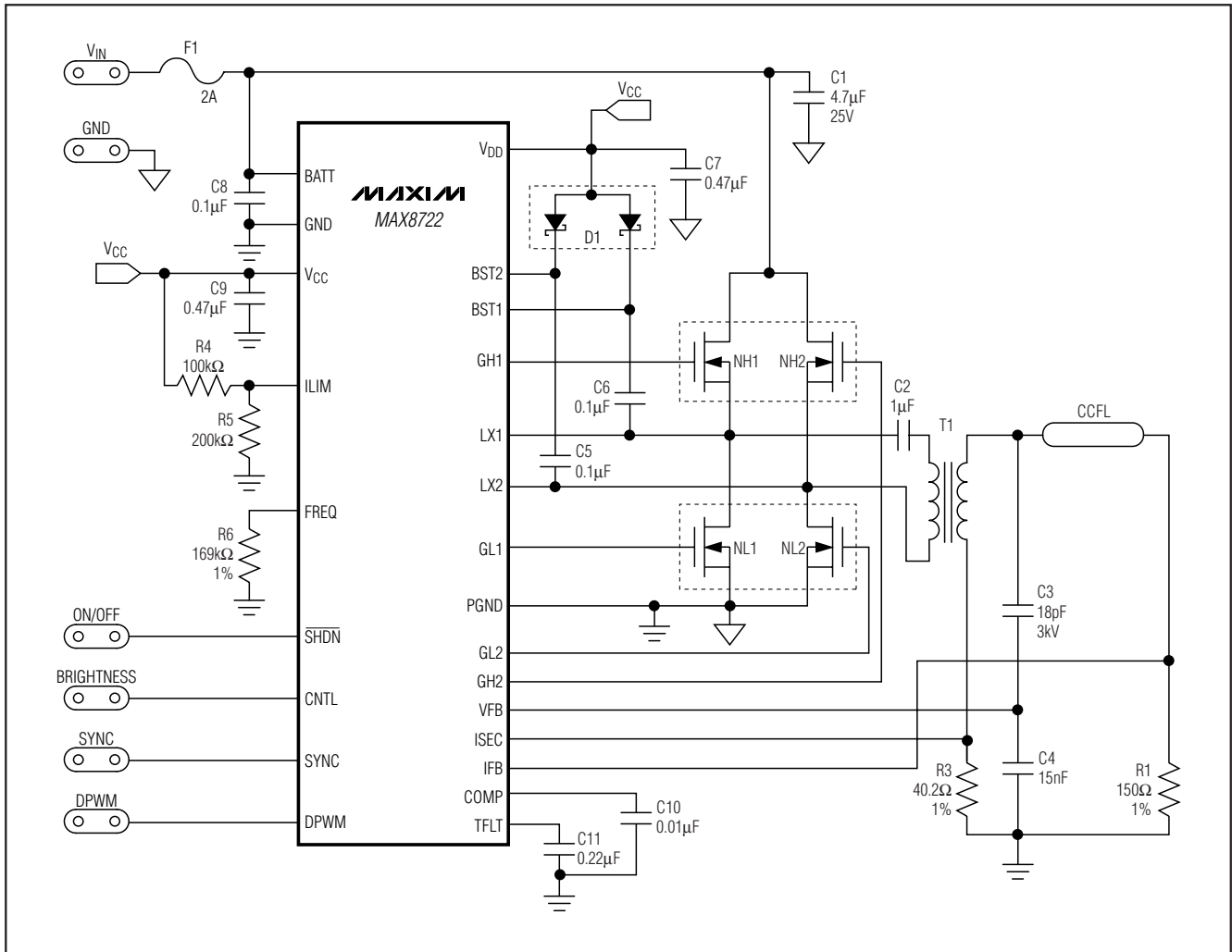


图 1. MAX8722 的典型工作电路

# 低成本 CCFL 背光控制器

MAX8722

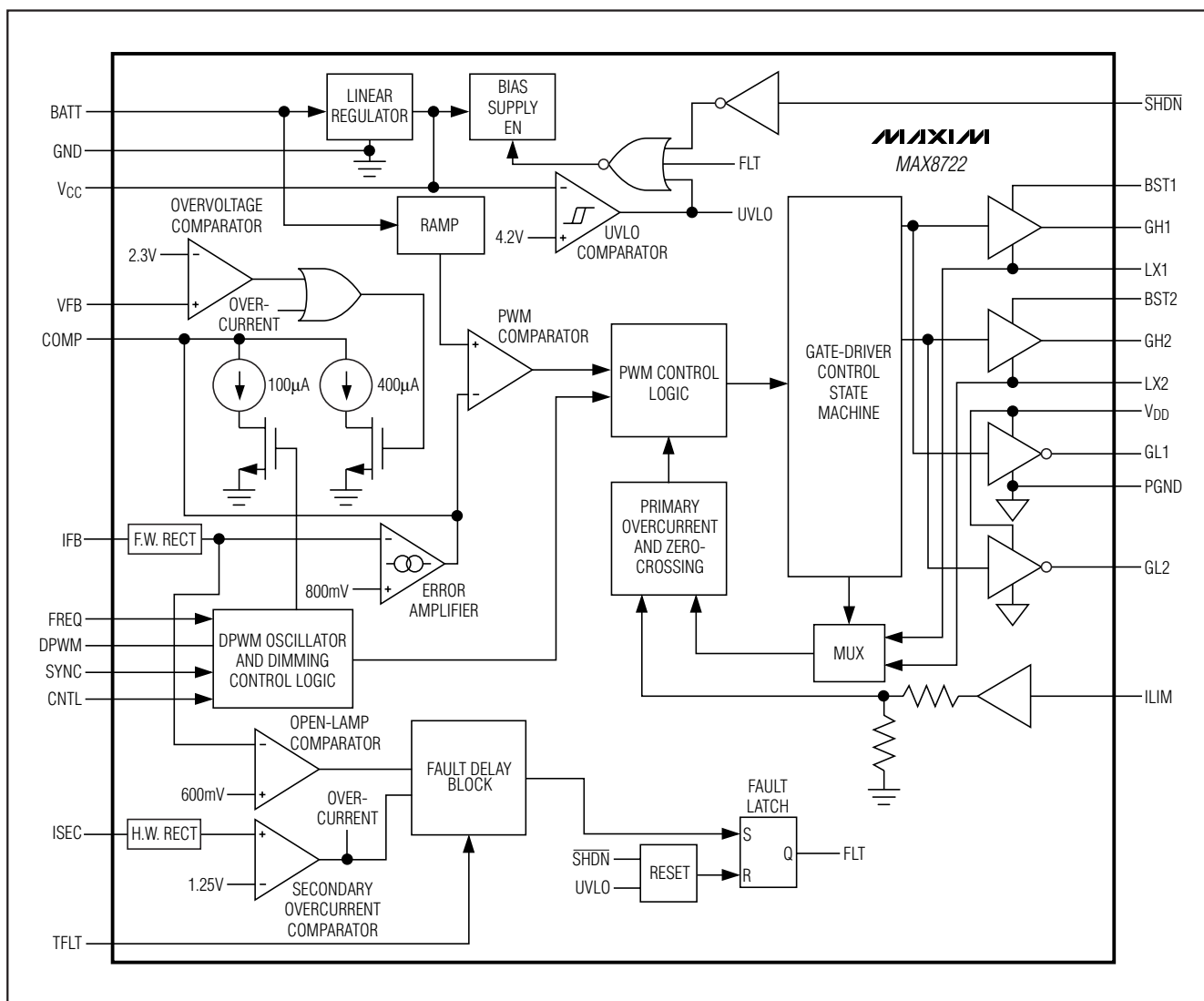


图 2. MAX8722 功能框图

# 低成本 CCFL 背光控制器

## 典型工作电路

MAX8722 的典型工作电路 (图 1) 是用于 TFT-LCD 面板的完整的 CCFL 背光逆变器。电路的输入电压范围从 8V 到 24V。最大 RMS 灯管电流设置为 6mA，最大 RMS 启辉电压设置为 1600V。表 1 列出了一些重要元件，表 2 列出了元件供应商的联系方式。

## 详细说明

MAX8722 控制全桥谐振逆变器将未经稳压的 DC 输入转换成接近正弦的高频 AC 输出来驱动 CCFL。用数字脉冲宽度调制 (DPWM) 信号对灯进行开关控制以调节其

表 1. 重要元件清单

DESIGNATION	DESCRIPTION
C1	4.7 $\mu$ F $\pm$ 20%, 25V X5R ceramic capacitor Murata GRM32RR61E475K Taiyo Yuden TMK325BJ475MN TDK C3225X7R1E475M
C2	1 $\mu$ F $\pm$ 10%, 25V X7R ceramic capacitor
C3	18pF $\pm$ 1pF, 3kV, high-voltage ceramic capacitor Murata GRM42D1X3F180J TDK C4520C0G3F180F
D1	Dual silicon switching diode, common anode, SOT-323 Central Semiconductor CMSD2836 Diodes, Inc. BAW56W
NH1/2, NL1/2	Dual n-channel MOSFETs, 30V, 0.095, SOT23-6 Fairchild FDC6561AN
T1	CCFL transformer, 1:93 turns ratio TOKO T912MG-1018

表 2. 元件供应商

SUPPLIER	WEBSITE
Central Semiconductor	www.centralsemi.com
Diodes Inc.	www.diodes.com
Fairchild Semiconductor	www.fairchildsemi.com
Murata	www.murata.com
Sumida	www.sumida.com
Taiyo Yuden	www.t-yuden.com
TDK	www.components.tdk.com
TOKO	www.tokoam.com

亮度。灯的亮度正比于 DPWM 信号的占空比，占空比可通过 CNTL 引脚上的模拟电压进行调节。图 2 所示为 MAX8722 的功能框图。

## 谐振工作

MAX8722 驱动四个 n 沟道功率 MOSFET，它们组成零电压开关 (ZVS) 全桥逆变器，如图 3 所示。假定在某个开关周期开始时 NH1 和 NL2 处于导通位置，如图 3(a) 所示。初级电流流过 MOSFET NH1、隔直电容 C2、变压器 T1 的初级和 MOSFET NL2。在此期间，初级电流持续上升直到控制器关断 NH1。当 NH1 关断时，初级电流使 NL1 的体二极管正向偏置，此二极管将 LX1 电压钳位在刚好低于地电位，如图 3(b) 所示。当控制器导通 NL1 时，由于正向偏置的体二极管钳位了漏极电压，漏源电压接近于零。因为 NL2 仍然在导通状态，初级电流流过 NL1、C2、T1 初级和 NL2。一旦初级电流下降到最小电流门限 (6mV/R<sub>DS(ON)</sub>)，控制器关断 NL2。T1 中余下的能量使 LX2 节点电压升高，直到 NH2 的体二极管被正向偏置。当 NH2 导通时，它也具有接近于零的漏源电压。初级电流反转极性，如图 3(c) 所示，此时以相反的电流流向开始一个新的周期，NH2 和 NL1 导通。初级电流持续上升直到控制器关断 NH2。当 NH2 关断后，初级电流正向偏置 NL2 的体二极管，此二极管将 LX2 电压钳位至刚好低于地电压，如图 3(d) 所示。LX2 节点电压降低后，控制器无损耗地导通 NL2。一旦初级电流下降至最小电流门限，控制器关断 NL1。剩余的能量使 LX1 节点电压升高，直到 NH1 的体二极管被正向偏置。最后，NH1 无损耗地导通，开始一个如图 3(a) 所示的新周期。注意，所有四个功率 MOSFET 的开关导通都发生在 ZVS 条件下，这可以减小瞬时功率损耗和 EMI。

简化的 CCFL 逆变器电路如图 4(a) 所示。全桥功率级被简化并以方波 AC 源表示。去除变压器后，谐振回路可以进一步简化至图 4(b)。C<sub>S</sub> 是初级串联电容，C'<sub>S</sub> 是初级串联电容到次级的反映，C<sub>P</sub> 是次级并联电容，N 是变压器的匝数比，L 是变压器次级漏感，R<sub>L</sub> 是模拟 CCFL 正常工作时的理想化电阻。

# 低成本 CCFL 背光控制器

MAX8722

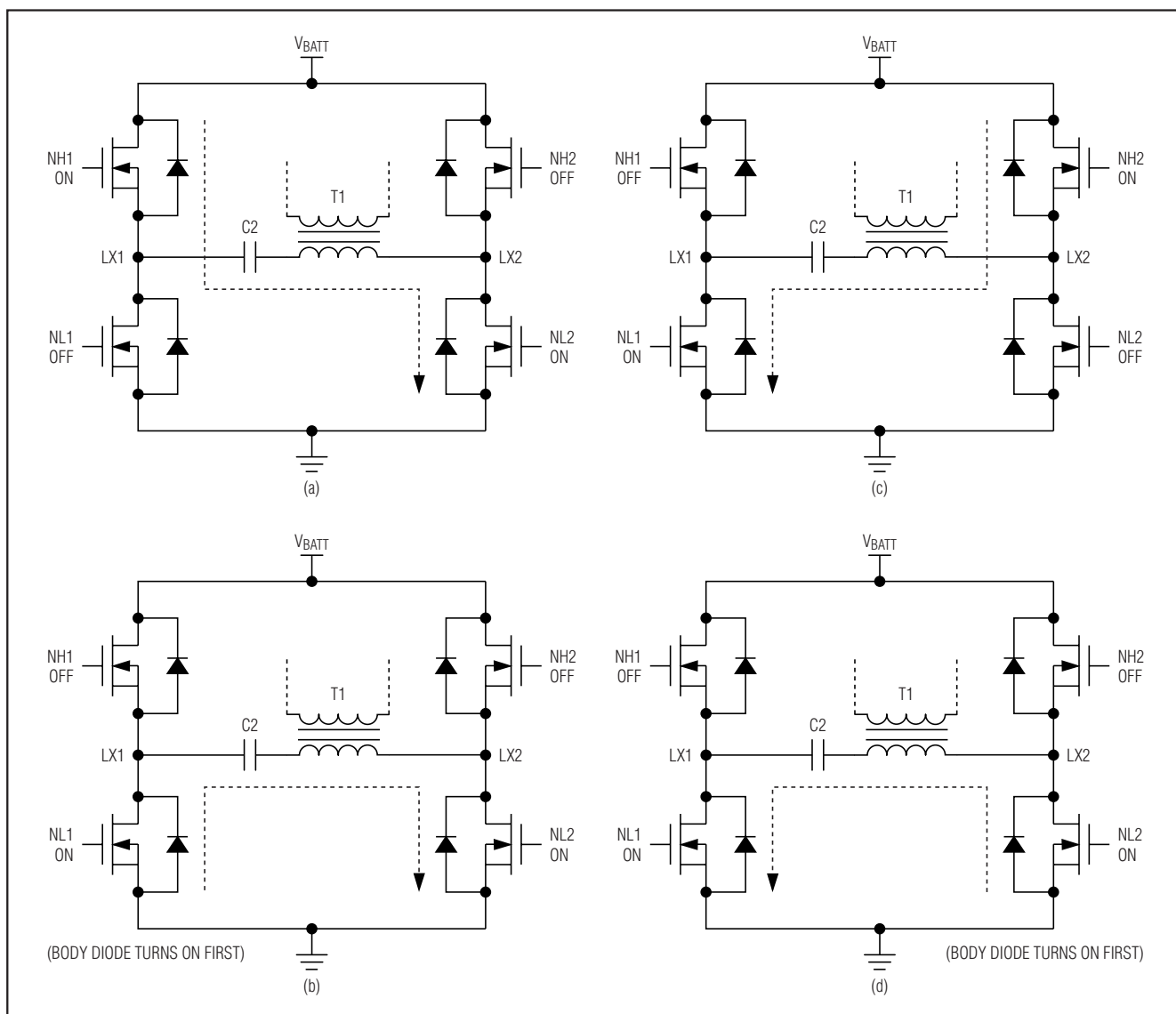


图 3. 谐振工作原理

## 低成本 CCFL 背光控制器

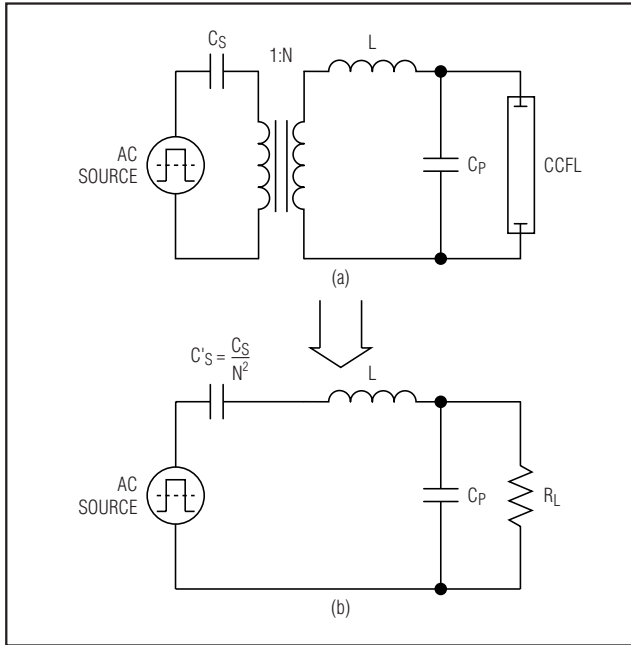


图 4. 等效谐振回路

图 5 所示为在不同负载下谐振回路电压增益的频率响应。初级串联电容为  $1\mu\text{F}$ ，次级并联电容为  $15\text{pF}$ ，变压器匝数比为  $1:93$ ，次级漏感为  $260\text{mH}$ 。注意，频率响应曲线中有两个峰， $f_S$  和  $f_P$ 。第一个峰， $f_S$ ，是串联谐振峰，由次级漏感 ( $L$ ) 和串连电容到次级的反映 ( $C'_S$ ) 决定：

$$f_S = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'S}}$$

第二个峰， $f_P$ ，是并联谐振峰，由次级漏感 ( $L$ )、并联电容 ( $C_P$ ) 和串连电容到次级的反映 ( $C'_S$ ) 决定：

$$f_P = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C'S C_P}{C'S + C_P}}}$$

逆变器设计为工作在两个谐振峰之间。灯关闭时，由于灯的无限大阻抗，谐振回路的工作点靠近并联谐振峰。电路表现出并联带载的谐振转换器特性。工作在并联带

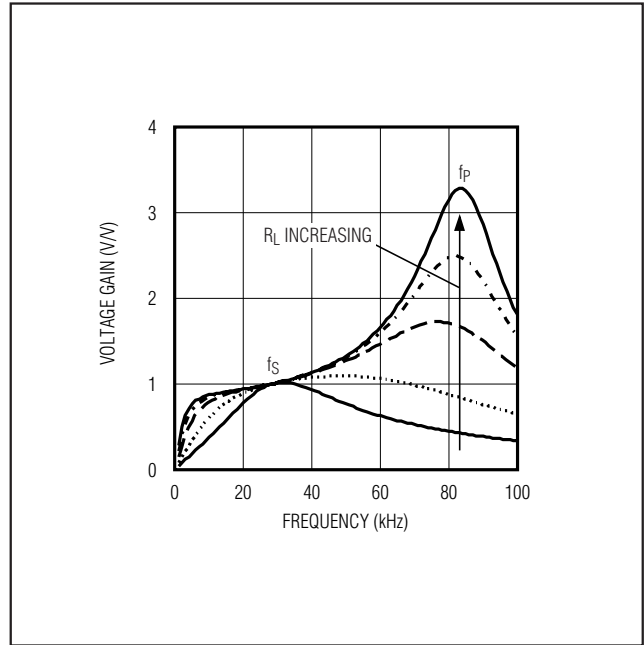


图 5. 谐振回路的频率响应

载谐振状态时，逆变器就像一个电压源，可产生必要的启辉电压。理论上，谐振转换器的输出电压将一直上升，直到灯管被电离或者电压达到 IC 的次级电压限，而与变压器匝数比或输入电压大小无关。一旦灯管被电离，等效负载电阻迅速降低，工作点向串联谐振峰转移。工作在串联谐振方式时，逆变器类似于一个电流源。

## 灯管电流调节

MAX8722 用一个灯管电流控制环路调节传送到 CCFL 的电流。控制环路的核心是一个跨导误差放大器。用一个与灯管低压端串联的电阻感应灯管的交流电流。电阻上的电压被馈送到 IFB 输入并在内部进行全波整流。跨导误差放大器比较经过整流的 IFB 电压与  $790\text{mV}$  (典型值) 内部门限电压，产生误差电流。误差电流对连接在 COMP 和地之间的电容进行充、放电从而产生误差电压 ( $V_{\text{COMP}}$ )。  $V_{\text{COMP}}$  与内部的斜坡信号比较，控制高端 MOSFET 的导通时间 ( $t_{\text{ON}}$ )。

# 低成本 CCFL 背光控制器

## 变压器次级电压限制

MAX8722 通过限制启动和灯管开路故障时的次级电压减小变压器次级线圈上的电压应力。用一个电容分压器检测变压器次级线圈上的交流电压。分压器较大电容上的小电压被送到 VFB 输入并在内部进行半波整流。一个过压比较器将 VFB 电压与 2.3V (典型值) 内部门限进行比较。一旦感应电压超过过压门限, MAX8722 打开一个 400 $\mu$ A 的内部电流源对 COMP 电容放电。随着 COMP 电压的下降, 高端 MOSFET 的导通时间缩短, 将变压器次级峰值电压降低至电容分压器设置的门限以下。

## 灯管启动

CCFL 是气体放电灯, 通常工作于雪崩模式。为了在非电离灯管中启动电离, 所加的电压 (启辉电压) 必须升高到可以发生雪崩的水平。在低温下, 触发电压可能几倍于典型的工作电压。

MAX8722 的谐振拓扑能够确保产生启辉电压。灯管被电离之前, 阻抗是无限大的。变压器次级漏感和高压并联电容决定了空载谐振频率。因为空载谐振电路具有高 Q 值, 它可以在灯管上产生非常高的电压。

上电时, 两个软启动特性一起作用可以平滑启动过程。首先, V<sub>COMP</sub> 缓慢上升, 提高高端 MOSFET 开关的占空比并提供一个软启动的方法。第二, 器件被启动后 MAX8722 立即将 VFB 充电至过压门限 (2.3V 典型值)。启动期间 VFB 上的 DC 电压通过内部 300k $\Omega$  电阻缓慢放电。这一特性等效于在启动期间慢慢提高过压门限, 因此进一步改善了软启动。

## 前馈控制与输入跌落

MAX8722 能够在各种瞬态条件下保持对灯电流的严密控制。前馈控制可以在输入电压 (V<sub>BATT</sub>) 发生变化时立即调节导通时间。这一特性可以避免输入电压变化带来的影响并在宽输入电压范围内简化了的环路补偿。前馈控制还改善了输入电压调整率, 并使启动瞬态过程与输入电压的相关性更低。

V<sub>BATT</sub> 升高时, 通过增加内部斜坡信号的电压爬升速率实现前馈控制。这等效于随着输入电压改变 t<sub>ON</sub>, 而使 V<sub>COMP</sub> 信号电平大致不变。由于补偿电容两端所需的电压变化很小, 控制器对输入电压变化的响应基本上是瞬时的。

## 数字 PWM 亮度控制

MAX8722 利用低频 (100Hz 到 350Hz 之间) 数字 PWM 信号对灯电流进行通、断控制, 达到控制灯亮度的目的。CCFL 亮度正比于数字 PWM 的占空比, 可以通过 CNTL 引脚在 9.375% 到 100% 之间调节。CNTL 是一个模拟输入, 输入电压范围为 0 到 2000mV, 这个电压被数字化后用来选择 128 个亮度级之一。如图 6 所示, MAX8722 忽略最开始的 12 个电平, 所以这 12 个电平都表示相同的亮度。当 V<sub>CNTL</sub> 在 0 到 187.5mV 之间时, 数字 PWM 的占空比总是 9.375%。V<sub>CNTL</sub> 超过 187.5mV 后, CNTL 上每 15.625mV 的改变将导致数字 PWM 占空比变化 0.78125%。V<sub>CNTL</sub> 等于或超过 2000mV 时, 数字 PWM 占空比保持在 100%。

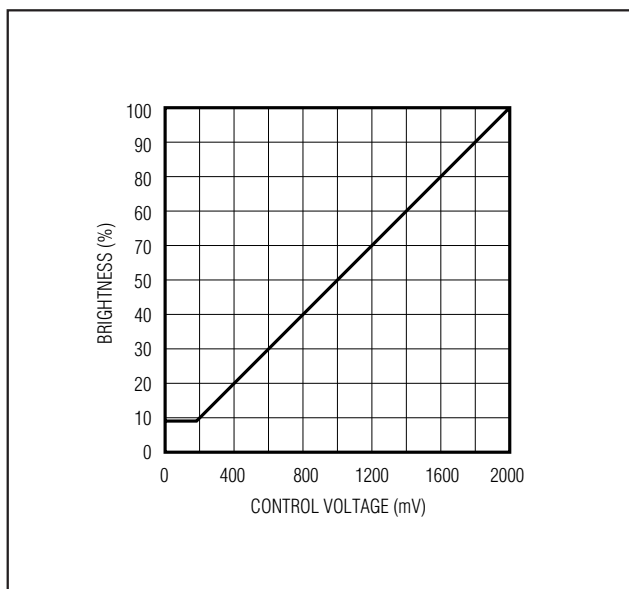


图 6. 理论亮度值与控制电压的关系



# 低成本 CCFL 背光控制器

在数字 PWM 中，COMP 控制灯电流包络的上升和下降时间。在数字 PWM 导通周期的开始部分， $V_{COMP}$  线性上升，逐渐增加  $t_{ON}$ ，从而提供软启动。在数字 PWM 导通周期的结束部分，COMP 电容线性放电，逐渐降低  $t_{ON}$ ，实现软停止。

## 数字 PWM 频率设置

有三种方法设置数字 PWM 的频率。

- 1) 用外部电阻设置数字 PWM 频率。将 SYNC 连接到 GND，在 FREQ 和 GND 之间连接一个电阻。数字 PWM 的频率由下面的公式给出：

$$f_{DPWM} = 209\text{Hz} \times 169\text{k}\Omega / R_{FREQ}$$

数字 PWM 频率的可调节范围在 100Hz 到 350Hz 之间 ( $R_{FREQ}$  在 353k $\Omega$  到 101k $\Omega$  之间)。CNTL 控制数字 PWM 的占空比。

- 2) 数字 PWM 的频率可以由外部高频信号提供。将 FREQ 连接到  $V_{CC}$ ，SYNC 连接到外部高频信号。数字 PWM 频率为外部信号频率的 1/128。

$$f_{DPWM} = \frac{f_{EXT}}{128}$$

其中  $f_{EXT}$  为外部信号的频率。外部信号频率的范围在 13kHz 到 45kHz 之间，从而使数字 PWM 频率在 100Hz 到 350Hz 之间。CNTL 控制 DPWM 的占空比。

- 3) 数字 PWM 频率可以同步到一个外部低频信号上。为了采用这种模式，将 SYNC 连接到  $V_{CC}$ ，FREQ 通过 100k $\Omega$  的电阻连接到 GND，DPWM 连接到外部低频信号上。数字 PWM 频率和占空比等于外部信号的频率和占空比。

外部信号的频率范围在 100Hz 到 350Hz 之间。在这种模式下，亮度控制输入 CNTL 被关闭，亮度正比于外部信号的占空比。

表 3 总结了这三种设置数字 PWM 频率的方法。

## UVLO

MAX8722 包含一个欠压锁定 (UVLO) 电路。UVLO 电路监视  $V_{CC}$  电压。当  $V_{CC}$  低于 4.2V (典型值) 时，MAX8722 关闭高端和低端 MOSFET 驱动器，并复位故障锁存器。

## 低功率关断模式

当 MAX8722 被置为关断模式时，除 5.4V 线性稳压器之外，IC 所有的功能都被关闭。关断时线性稳压器的输出电压下降到约 4.5V，电源电流为 6 $\mu$ A (典型值)。关断时故障锁存器被复位。将 SHDN 拉至其逻辑低电平即可把器件置为关断模式。

## 灯管开路保护

为确保安全，MAX8722 通过监视灯电流反馈 (IFB) 来发现故障或 CCFL 灯管开路情况，以及次级的灯管内部和 IFB 感应电阻的短路故障。正如灯电流调节部分所描述的那样，IFB 上的电压在内部进行全波整流。如果整流后的 IFB 电压低于 600mV，MAX8722 以 1 $\mu$ A 的电流对 TFLT

表 3. 数字 PWM 频率设置

FREQ	SYNC	DPWM	数字 PWM 频率/占空比
FREQ 通过外部电阻连接到 GND。	SYNC 连接到 GND。	DPWM 被用作数字 PWM 信号输出。	电阻值设置频率，CNTL 控制占空比。
FREQ 连接到 $V_{CC}$ 。	SYNC 连接到外部高频信号。	DPWM 被用作数字 PWM 信号输出。	频率为外部信号频率的 1/128。CNTL 控制占空比。
FREQ 通过 100k $\Omega$ 电阻连接到 GND。	SYNC 连接到 $V_{CC}$ 。	DPWM 连接到外部低频信号。	频率和占空比等于外部信号的频率和占空比。



# 低成本 CCFL 背光控制器

充电。当 TFLT 上的电压超过 4V 时，MAX8722 被锁定为关闭状态。与正常关断模式不同，线性稳压器输出 (V<sub>CC</sub>) 保持在 5.4V。通过切换  $\overline{\text{SHDN}}$  或者重复上电将激活器件。

在延时期间，电流控制环试图通过增加高端 MOSFET 的导通时间来保持对灯电流的控制。由于灯管的开路阻抗非常高，作为一个高 Q 因子的谐振回路，变压器次级电压将升高。一旦次级电压超过过压门限，MAX8722 打开一个内部的 400 $\mu$ A 电流源对 COMP 电容放电。随着 COMP 电压下降，高端 MOSFET 的导通时间被缩短，降低了次级电压。因此，灯开路延时期间变压器次级线圈的峰值电压决不会超过由电容分压器设置的极限值。

## 初级过流保护 (ILIM)

MAX8722 在每个开关周期检测变压器初级电流。当调节器开通低端 MOSFET 时，内部比较器监视从 LX<sub>-</sub> 到 GND 的压降。如果该电压超过限流门限，调节器关闭初级另一端的高端开关阻止变压器初级电流进一步增加。

电流限制门限可以通过 ILIM 输入调节。在 V<sub>CC</sub> 和 GND 之间连接一个电阻分压器，其中点连接到 ILIM。LX<sub>-</sub> 到 GND 之间的限流门限为 ILIM 电压的 1/5。ILIM 调节范围为 0 到 3V。将 ILIM 连接到 V<sub>CC</sub> 时则为缺省的限流门限 0.2V。

## 次级电流限制 (ISEC)

次级电流限制实现了故障情况下的安全电流限制，例如灯管高压端到地端的短路或漏电，阻止电流控制环正常工作。ISEC 监视变压器次级低压端和地之间感应电阻上的电压降。ISEC 电压在内部被半波整流并与 ISEC 控制门限 (1.25V 典型值) 进行连续比较。一旦 ISEC 电压超过此门限，则从 COMP 产生一个受控的吸收电流来降低桥路高端开关的导通时间。同时，MAX8722 用 116 $\mu$ A 的电流源对 TFLT 电容充电。当 TFLT 上的电压超过 4V 时 MAX8722 锁定为关闭状态。与一般的关断模式不同，线性稳压器输出 (V<sub>CC</sub>) 保持在 5.3V。切换  $\overline{\text{SHDN}}$  或重复施加输入电源将激活器件。

## 线性稳压器输出 (V<sub>CC</sub>)

内部线性稳压器将 DC 输入电压降低至 5.4V (典型值)。线性稳压器为 MAX8722 的内部控制电路供电，将 V<sub>CC</sub> 连接到 V<sub>DD</sub> 时也可以为 MOSFET 驱动器供电。V<sub>CC</sub> 电压在关断模式下降低至 4.5V。

## 应用信息

### MOSFET

MAX8722 需要四个外部 n 沟道功率 MOSFET，NL1、NL2、NH1 和 NH2 形成全桥逆变电路来驱动变压器初级。调节器通过检测两个低端 MOSFET NL1 和 NL2 导通状态时的漏-源电压来侦测变压器的初级电流，所以 NL1 和 NL2 的 R<sub>DS(ON)</sub> 应该匹配。例如，如果使用双 MOSFET 构成全桥，NL1 和 NL2 应该在一个封装中。因为 MAX8722 使用低端 MOSFET 的 R<sub>DS(ON)</sub> 进行初级过流保护，MOSFET R<sub>DS(ON)</sub> 越小，电流限越高。因此，用户应选择一个双组的、具有低 R<sub>DS(ON)</sub> 的逻辑电平 n 沟道 MOSFET 以减小传导损耗，并将初级电流限设定在合理水平。

调节器在零电压开关 (ZVS) 条件下软开通全桥中的四个开关。外部功率 MOSFET 在它们的漏源电压接近于 0V 时开通即为 ZVS (见 谐振工作部分)。ZVS 有效地消除了 C<sub>OSS</sub> (漏源电容) 和寄生电容放电造成的 MOSFET 瞬时导通损耗，提高了效率并降低了开关 EMI。

### 设置灯管电流

MAX8722 利用连接于灯管低压端与地之间的电阻 R1 (图 1) 检测灯管电流。R1 上的电压被送到 IFB 并在内部进行全波整流。MAX8722 通过调节 IFB 电压的整流平均值控制想要的灯管电流。为了设置灯管 RMS 电流，由下式确定 R1:

$$R1 = \frac{\pi \times 790\text{mV}}{2\sqrt{2} \times I_{\text{LAMP(RMS)}}$$

其中 I<sub>LAMP(RMS)</sub> 为想要的灯管 RMS 电流，790mV 是 *Electrical Characteristics* 表格中规定的 IFB 调节点典型值。为了将灯管 RMS 电流设置为 6mA，R1 的值应该为 148 $\Omega$ 。

## 低成本 CCFL 背光控制器

最接近的标准 1% 电阻为 147Ω 和 150Ω。灯管电流波形的具体形状(依赖于灯管的寄生参数)影响实际的 RMS 灯管电流。用一个真 RMS 电流表连接在 R1/IFB 节点与灯管低压端之间,对 R1 进行细调。

### 设置次级电压限

MAX8722 在启动和灯开路故障时限制变压器次级电压。通过由 C3 和 C4 构成的电容分压器(图 1)检测次级电压。VFB 上的电压与 CCFL 电压成正比。并联谐振电容 C3 的选择在 *变压器设计与谐振元件选择* 部分有所介绍。C3 通常在 10pF 至 22pF 之间。确定了 C3 值以后,用下面的公式选择 C4 以设置所需的最大 RMS 次级电压  $V_{LAMP(RMS)\_MAX}$ :

$$C4 = \frac{\sqrt{2} \times V_{LAMP(RMS)\_MAX}}{2.3V} \times C3$$

其中 2.3V 为 *Electrical Characteristics* 表中规定的 VFB 过压门限的典型值。为了将最大 RMS 次级电压设置为 1600V, C3 取 18pF, C4 取大约 15nF。

### 设置次级电流限

即使在 IFB 感应电阻 (R1) 被短路或变压器次级电流没有通过 R1 直接流入地时 MAX8722 仍然能限制次级电流。ISEC 监视连接在变压器次级线圈低压端和地之间的感应电阻 R3 上的电压。用下面的等式确定 R3 的值:

$$R3 = \frac{1.217V}{\sqrt{2} \times I_{SEC(RMS)\_MAX}}$$

其中  $I_{SEC(RMS)\_MAX}$  是发生故障时的最大 RMS 变压器次级电流,1.217V 是 *Electrical Characteristics* 表中规定的 ISEC 调节点典型值。为了将图 1 电路的最大 RMS 次级电流设置为 22mA, R3 取值大约为 40.2Ω。

### 变压器设计与谐振元件选择

变压器是谐振回路中最重要的元件。设计变压器的第一步就是确定匝数比 (N)。这一比值必须足够高,以便能够在最小电源电压下支持 CCFL 的工作电压。N 可以由下式计算:

$$N \geq \frac{V_{LAMP(RMS)}}{0.9 \times V_{IN(MIN)}}$$

其中  $V_{LAMP(RMS)}$  为正常工作状态下的最大 RMS 灯管电压,  $V_{IN(MIN)}$  为最小 DC 输入电压。如果正常工作状态下的最大 RMS 灯管电压为 650V, 最小 DC 输入电压为 8V, 则匝数比应该大于 90。图 1 电路中的变压器匝数比为 93。

设计过程的下一步是确定所需的工作频率范围。MAX8722 被同步到谐振回路的自然谐振频率上。谐振频率随着工作条件的改变而变化,例如输入电压、灯阻抗等。因此,开关频率会在某个范围内变化。为了确保可靠的工作,谐振频率范围必须在 CCFL 变压器制造商规定的工作频率范围内。正如在 *谐振工作部分* 中提到的,谐振频率范围由变压器次级漏感 L、初级串联隔直电容 C2 和次级并联谐振电容 C3 确定。由于控制变压器漏感比较困难,谐振回路设计必须基于所选 CCFL 变压器实际的次级漏感进行。漏感值具有较大的容差,并且不同批次之间会有显著的差异,所以,在确定对漏感的要求时,最好与变压器厂商直接协商。当次级漏感在 250mH 和 350mH 之间时 MAX8722 的工作状态最好。串联电容 C2 设置最小工作频率,大约为串联谐振峰频率的两倍。选择:

$$C2 \leq \frac{N^2}{\pi^2 \times f_{MIN}^2 \times L}$$

# 低成本 CCFL 背光控制器

其中  $f_{\text{MIN}}$  为最小工作频率范围。在图 1 电路中，变压器匝数比为 93，次级漏感约为 300mH。为了将最小工作频率设置为 45kHz，选择 1 $\mu$ F 的 C2。

并联电容 C3 设置最大工作频率，它也是并联谐振峰频率。采用下面的公式选择 C3：

$$C3 \geq \frac{C2}{(4\pi^2 \times f_{\text{MAX}}^2 \times L \times C2) - N^2}$$

在图 1 电路中，为了将最大工作频率设置为 65kHz，使用 18pF 的 C3。

选择工作频率时应考虑到变压器磁芯的饱和问题。初级线圈应该具有足够的匝数，使变压器在所有工作条件下都不会饱和。使用下面的表达式计算初级线圈的最小匝数  $N1$ ：

$$N1 > \frac{D_{\text{MAX}} \times V_{\text{IN(MAX)}}}{B_S \times S \times f_{\text{MIN}}}$$

其中  $D_{\text{MAX}}$  为高端开关的最大占空比(约为 0.8)， $V_{\text{IN(MAX)}}$  为最大 DC 输入电压， $B_S$  为磁芯的饱和通量密度， $S$  为磁芯的最小截面积。

## COMP 电容的选择

COMP 电容设置启动时以及在输入电压改变引起的瞬态过程中，电流环的响应速度。典型的 COMP 电容为 0.01 $\mu$ F。更大的值会增加瞬时响应延迟。较小的值将加速瞬时响应，但是过于小的电容将导致环路不稳定。

## 其它元件

图 1 中由 D1 和 C5/C6 组成的外部自举电路为高端 MOSFET 驱动器供电。将  $V_{\text{DD}}$  通过双二极管 D1 连接到 BST1/BST2，通过 C5 和 C6 将双 BST1/BST2 耦合到 LX1/LX2。可以取  $C5 = C6 = 0.1\mu\text{F}$  或更大。

## 布局指南

谨慎的 PC 板布局对于实现稳定工作是十分重要的。电路的高压部分和开关部分需要特别的小心。电路的高压部

分需要与控制部分有相当的分隔。大多数单灯管笔记本显示器的布局被限制为长而窄的外形，自然就产生了这种分隔。按照下面的指导可以实现良好的 PC 板布局：

- 1) 保持高电流通路短且宽，尤其在地端。这一点对于稳定、无抖动的工作以及高效率至关重要。
- 2) 功率地和模拟地使用星形接地。功率和模拟地应该完全隔离—仅在星形地的中心汇集。这个中心应该位于模拟地引脚(GND)。这些地采用分离的敷铜分布可以简化这项任务。 $V_{\text{CC}}$ 、COMP、FREQ、TFLT 和 ILIM (如果使用电阻分压器的话)应该使用低噪的模拟地。
- 3) 高速开关节点远离敏感的模拟区域( $V_{\text{CC}}$ 、COMP、FREQ、TFLT 和 ILIM)。所有通过引脚连接进行配置的控制输入(ILIM 等)连接到模拟地或  $V_{\text{CC}}$ ，而不要连接到功率地或  $V_{\text{DD}}$ 。
- 4)  $V_{\text{CC}}$  到 GND 的去耦电容尽可能靠近 IC 放置，并且采用不与其它信号共享的专用连线 IC。
- 5) LX1/LX2 和 GND 电流感应连线应使用 Kelvin 感应连接，以确保电流限制的精确度。
- 6) 反馈连接要短而且直。尽可能将 IFB、VFB 和 ISEC 连线远离高压连线和变压器布置。
- 7) 变压器次级的高压连线应有足够宽的间隔。高压线还应与临近的地平面隔开，以防容性耦合带来损耗。
- 8) 连接至变压器次级电容分压器的连线也需足够的间隔以防火花放电。将这些连线分别安排到电路板的两面在很多情况下比较有利。

## 芯片信息

TRANSISTOR COUNT: 2985

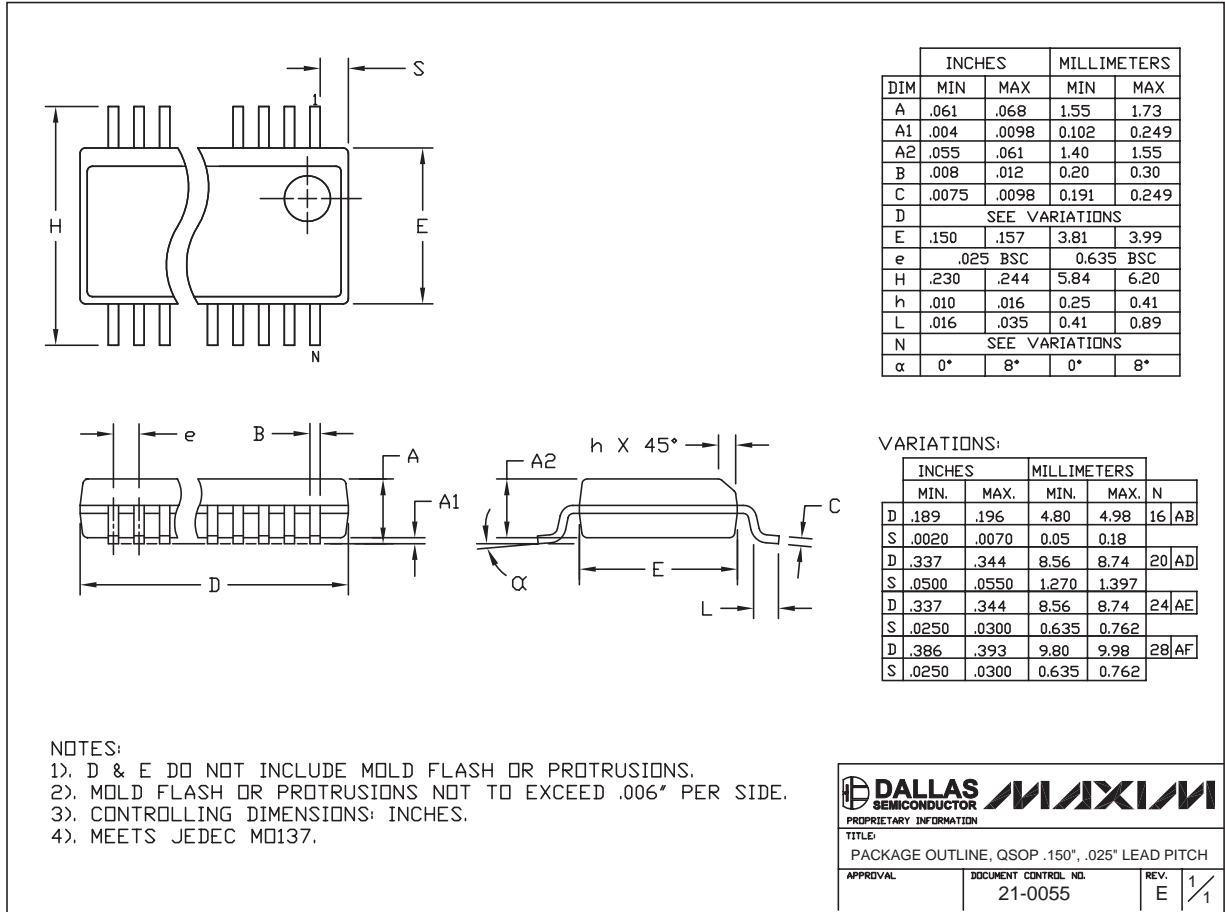
PROCESS: BiCMOS

# 低成本 CCFL 背光控制器

MAX8722

封装信息

(本数据资料提供的封装图可能不是最近的规格, 如需最近的封装外型信息, 请查询 [www.maxim-ic.com.cn/packages](http://www.maxim-ic.com.cn/packages).)



QSOP-EPS

## MAXIM 北京办事处

北京 8328 信箱 邮政编码 100083

免费电话: 800 810 0310

电话: 010-6201 0598

传真: 010-6201 0298

Maxim 不对 Maxim 产品以外的任何电路使用负责, 也不提供其专利许可。Maxim 保留在任何时间、没有任何通报的前提下修改产品资料和规格的权利。

20 \_\_\_\_\_ **Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 (408) 737-7600**

© 2004 Maxim Integrated Products

Printed USA

MAXIM 是 Maxim Integrated Products, Inc. 的注册商标。