

特性

MAX8722C采用数字脉冲宽度调制(DPWM)方式打开/关闭灯管电流,可以获得10:1的亮度调节范围。DPWM频率可由电阻精确调节或同步至外部信号,亮度由CNTL引脚的模拟电压控制。器件直接驱动全桥逆变器的4个外部n沟道功率MOSFET。内部5.4V线性稳压器为MOSFET驱动器、DPWM振荡器和大部分内部电路供电。MAX8722C采用低成本、24引脚QSOP封装,工作在-40°C至+85°C温度范围。

应用

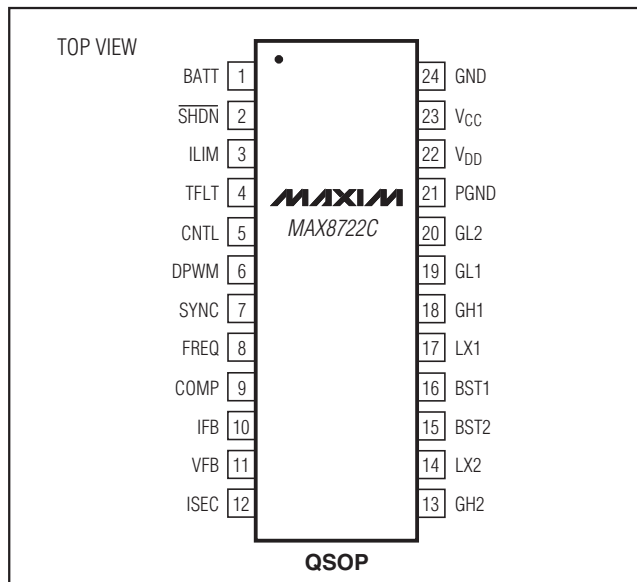
LCD TV

- ◆ 同步谐振频率
 - 延长灯管寿命
 - 保证可靠启辉
 - 较高的电-光转换效率
- ◆ 宽输入电压范围(4.6V至28V)
- ◆ 输入电压前馈，实现出色的电源抑制
- ◆ 采用模拟接口实现精确的亮度控制
- ◆ 10:1 亮度调节范围
- ◆ 可调节的高精度DPWM 频率，带有同步功能
- ◆ 可调节的灯管电流上升和下降时间
- ◆ 次级电压限制，降低变压器压力
- ◆ 带有可调超时的移除灯管保护
- ◆ 带有可调超时的次级过流保护
- ◆ 低成本、24引脚QSOP封装

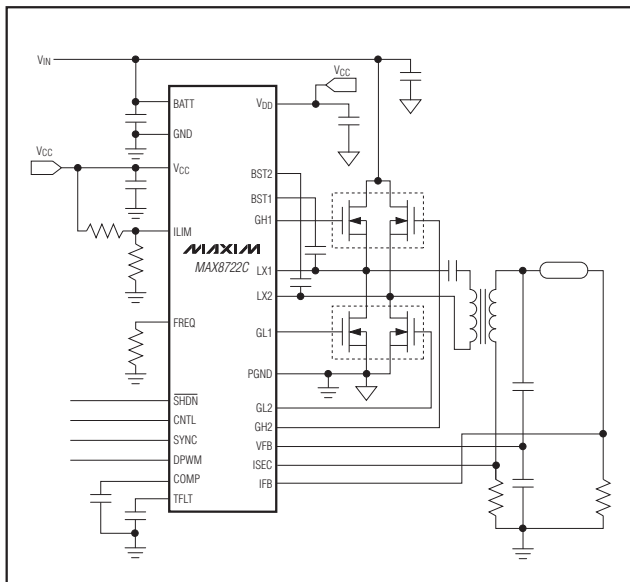
订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	PKG CODE
MAX8722CEEG	-40°C to +85°C	24 QSOP	E24-1

引脚配置



简化工作电路



低成本CCFL背光控制器

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

BATT to GND-0.3V to +30V
 BST1, BST2 to GND-0.3V to +36V
 BST1 to LX1, BST2 to LX2-0.3V to +6V
 CNTL, FREQ, SYNC, V_{CC}, V_{DD} to GND-0.3V to +6V
 COMP, DPWM, ILIM, TFLT to GND-0.3V to (V_{CC} + 0.3V)
 GH1 to LX1-0.3V to (V_{BST1} + 0.3V)
 GH2 to LX2-0.3V to (V_{BST2} + 0.3V)
 GL1, GL2 to GND-0.3V to (V_{DD} + 0.3V)
 IFB, ISEC, VFB to GND-3V to +6V

$\overline{\text{SHDN}}$ to GND-0.3V to +6V
 PGND to GND-0.3V to +0.3V
 Continuous Power Dissipation (T_A = +70°C)
 24-Pin QSOP (derate 9.5mW/°C above +70°C)761.9mW
 Operating Temperature Range-40°C to +85°C
 Junction Temperature+150°C
 Storage Temperature Range-65°C to +150°C
 Lead Temperature (soldering, 10s)+300°C

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_{BATT} = 12V, V_{CC} = V_{DD}, $\overline{\text{VSHDN}}$ = 5.4V, T_A = 0°C to +85°C. Typical values are at T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

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} = open	5.5		28.0	
BATT Quiescent Current	$\overline{\text{VSHDN}}$ = V _{CC} , V _{IFB} = 1V		1	2	mA
	V _{BATT} = 28V V _{BATT} = V _{CC} = 5.5V			2	
BATT Quiescent Current, Shutdown	$\overline{\text{SHDN}}$ = GND		9	26	μA
V _{CC} Output Voltage, Normal Operation	$\overline{\text{VSHDN}}$ = 5.5V, 6V < V _{BATT} < 28V, 0 < I _{LOAD} < 10mA	5.3	5.40	5.55	V
V _{CC} Output Voltage, Shutdown	$\overline{\text{SHDN}}$ = GND, no load	3.5	4.6	5.5	V
V _{CC} Undervoltage-Lockout Threshold (V _{UVLO})	V _{CC} rising (leaving lockout)			4.55	V
	V _{CC} falling (entering lockout)	3.8			
V _{CC} Undervoltage-Lockout Hysteresis			250		mV
GH1, GH2, GL1, GL2 On-Resistance, High	I _{TEST} = 10mA, V _{CC} = V _{DD} = 5.3V		12	24	Ω
GH1, GH2, GL1, GL2 On-Resistance, Low	I _{TEST} = 10mA, V _{CC} = V _{DD} = 5.3V		6	12	Ω
GH1, GH2, GL1, GL2 Maximum Output Current			0.3		A
BST1, BST2 Leakage Current	V _{BST_} = 12V, V _{LX_} = 7V			5	μA
Resonant Frequency Range	Guaranteed by design	30		80	kHz
Minimum Off-Time		360	470	620	ns
Maximum Off-Time		23	33	43	μs
Power-On First Pulse	First pulse GH2	0.5	0.7	1.0	μs
Current-Limit Threshold LX1 to PGND, LX2 to PGND (Fixed)	ILIM = V _{CC}	190	210	230	mV

低成本CCFL背光控制器

MAX8722C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1. $V_{BATT} = 12V$, $V_{CC} = V_{DD}$, $V_{SHDN} = 5.4V$, $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Current-Limit Threshold LX1 to PGND, LX2 to PGND (Adjustable)	$V_{ILIM} = 0.5V$	90	120	150	mV
	$V_{ILIM} = 2.0V$	380	410	440	
Zero-Current Crossing Threshold LX1 to GND, LX2 to GND		-7	0	+7	mV
Current-Limit Leading Edge Blanking		240	350	460	ns
IFB Input Voltage Range		-2		+2	V
IFB Regulation Point		730	780	830	mV
IFB Input Bias Current	$0 < V_{IFB} < 2V$	-2		+2	μA
	$-2V < V_{IFB} < 0$	-150			
IFB Lamp-Out Threshold		570	600	640	mV
IFB to COMP Transconductance	$0.5V < V_{COMP} < 4V$	10	17	25	μS
IFB Soft-Start Disable		1.0	1.1	1.2	V
COMP Output Impedance		5	10	20	$M\Omega$
COMP Discharge Current During Overvoltage or Overcurrent Fault	$V_{IFB} = 800mV$, $V_{ISEC} = 2V$		1100		μA
COMP Soft-Start Charge Current		10	14	20	μA
ISEC Overcurrent Threshold		1.15	1.20	1.28	V
ISEC Input Bias Current	$0 < V_{ISEC} < 2V$	-0.3		+0.3	μA
VFB Input Bias Current	$-4V < V_{VFB} < +4V$	-25		+25	μA
VFB Undervoltage Threshold		340	430	520	mV
VFB Overvoltage Threshold		2.2	2.3	2.4	V
VFB Undervoltage Protection Timeout	$R_{FREQ} = 169k\Omega$	230	260	290	μs
	$R_{FREQ} = 100k\Omega$		159		
	$R_{FREQ} = 340k\Omega$		515		
DPWM Chopping Frequency	$R_{FREQ} = 100k\Omega$		343		Hz
	$R_{FREQ} = 169k\Omega$	205	210	215	
	$R_{FREQ} = 340k\Omega$		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	μA
DPWM Output Low Resistance	$SYNC = GND$, $FREQ = V_{CC}$			3	$k\Omega$
DPWM Output High Resistance	$SYNC = V_{CC}$, $FREQ = V_{CC}$			3	$k\Omega$
SYNC Input Low Voltage				0.8	V
SYNC Input High Voltage		2.1			V
SYNC Input Hysteresis			70		mV
SYNC Input Bias Current	$V_{SYNC} = 2V$	-0.3		+0.3	μA

低成本CCFL背光控制器

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1. $V_{BATT} = 12V$, $V_{CC} = V_{DD}$, $V_{SHDN} = 5.4V$, $T_A = 0^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$. Typical values are at $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SYNC Input Frequency Range		20		100	kHz
CNTL Input Voltage Range		0		2.0	V
CNTL Input Current	$0 < V_{CNTL} < V_{CC}$	-0.1		+0.1	μA
DPWM ADC Resolution	Guaranteed monotonic		7		Bits
SHDN Input Low Voltage				0.8	V
SHDN Input High Voltage		2.1			V
SHDN Input Bias Current		-1		+1	μA
FREQ Input Regulation Level			$V_{CC}/2$		V
FREQ Input Bias Current	$FREQ = V_{CC}$		230		μA
TFLT Charge Current	$V_{ISEC} < 1.25V$ and $V_{IFB} < 600mV$; $V_{TFLT} = 2V$	0.95	1.00	1.10	μA
	$V_{ISEC} < 1.25V$ and $V_{IFB} > 600mV$; $V_{TFLT} = 2V$		-1		
	$V_{ISEC} > 1.25V$ and $V_{IFB} < 600mV$; $V_{TFLT} = 2V$		120		
TFLT Trip Threshold		3.95	4.10	4.20	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1. $V_{BATT} = 12V$, $V_{CC} = V_{DD}$, $V_{SHDN} = 5.4V$, $T_A = -40^{\circ}C$ 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	$V_{SHDN} = V_{CC}$, $V_{IFB} = 1V$			2	mA
	$V_{BATT} = 28V$ $V_{BATT} = V_{CC} = 5V$			2	
BATT Quiescent Current, Shutdown	$\overline{SHDN} = GND$			26	μA
V_{CC} Output Voltage, Normal Operation	$V_{SHDN} = 5.5V$, $6V < V_{BATT} < 28V$ $0 < I_{LOAD} < 20mA$	5.25		5.50	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)			4.55	V
	V_{CC} falling (entering lockout)	3.80			
GH1, GH2, GL1, GL2 On-Resistance, High	$I_{TEST} = 10mA$, $V_{CC} = V_{DD} = 5.3V$			24	Ω
GH1, GH2, GL1, GL2 On-Resistance, Low	$I_{TEST} = 10mA$, $V_{CC} = V_{DD} = 5.3V$			12	Ω
BST1, BST2 Leakage Current	$V_{BST_} = 12V$, $V_{LX_} = 7V$			5	μA
Resonant Frequency Range	Guaranteed by design	30		80	kHz
Minimum Off-Time		360		620	ns
Maximum Off-Time		23		43	μs
Current-Limit Threshold LX1 - PGND, LX2 - PGND (Fixed)	$ILIM = V_{CC}$	190		230	mV

低成本CCFL背光控制器

MAX8722C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1. $V_{BATT} = 12V$, $V_{CC} = V_{DD}$, $V_{SHDN} = 5.4V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$, unless otherwise noted.) (Note 1)

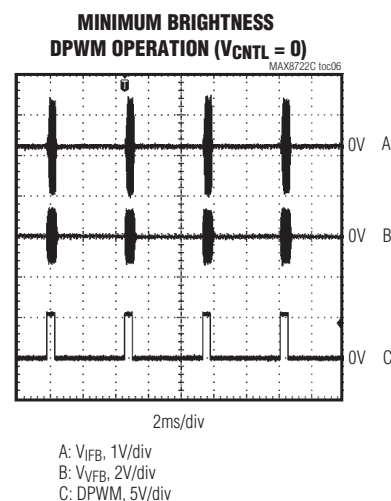
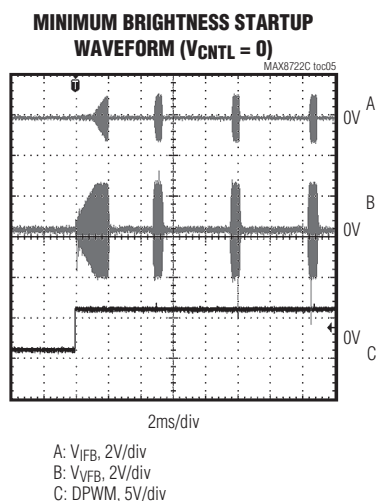
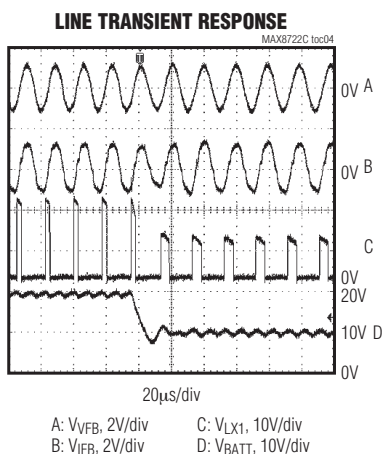
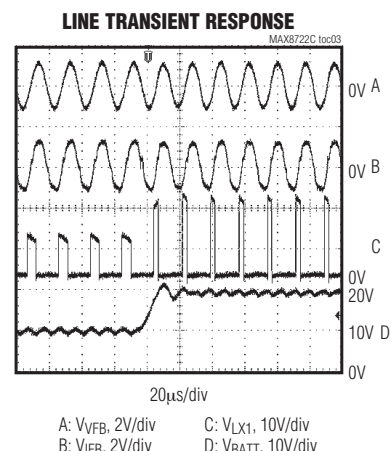
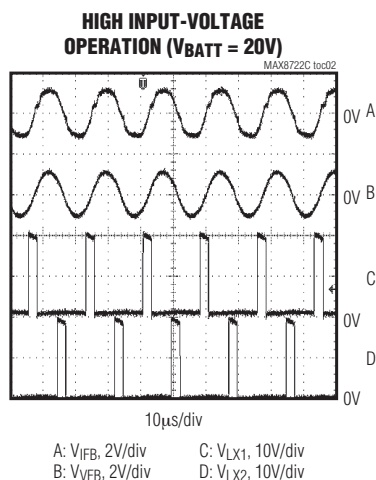
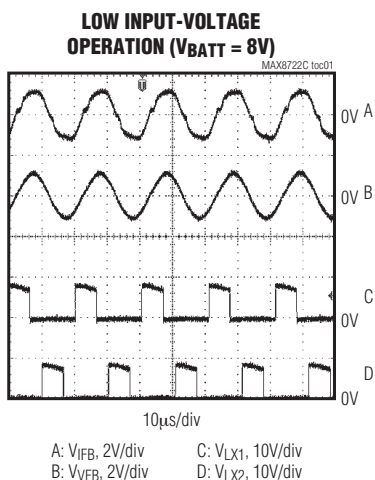
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Current-Limit Threshold LX1 - PGND, LX2 - PGND (Adjustable)	$V_{ILIM} = 0.5V$	90		150	mV
	$V_{ILIM} = 2.0V$	380		440	
Zero-Current Crossing Threshold LX1 - GND, LX2 - GND		-7		+7	mV
Current-Limit Leading Edge Blanking		240		460	ns
IFB Input Voltage Range		-2		+2	V
IFB Regulation Point		720		840	mV
IFB Input Bias Current	$0 < V_{IFB} < 2V$	-2		+2	μA
	$-2V < V_{IFB} < 0$	-150			
IFB Lamp-Out Threshold		560		650	mV
IFB to COMP Transconductance	$0.5V < V_{COMP} < 4V$	10		25	μS
IFB Soft-Start Disable	IFB/rising	1		1.2	V
COMP Output Impedance		5		20	$M\Omega$
COMP Soft-Start Charge Current		10		20	mA
ISEC Overcurrent Threshold		1.15		1.28	V
VFB Overvoltage Threshold		2.2		2.4	V
VFB Undervoltage Threshold		340		520	mV
VFB Undervoltage Protection Timeout	$R_{FREQ} = 169k\Omega$	230		290	μs
DPWM Chopping Frequency	$R_{FREQ} = 169k\Omega$	205		215	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	$SYNC = GND$, $FREQ = V_{CC}$			3.0	$k\Omega$
DPWM Output High Resistance	$SYNC = V_{CC}$, $FREQ = V_{CC}$			3.0	$k\Omega$
SYNC Input Low Voltage				0.8	V
SYNC Input High Voltage		2.1			V
SYNC Input Frequency Range		20		100	kHz
\overline{SHDN} Input Low Voltage				0.8	V
\overline{SHDN} Input High Voltage		2.1			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

典型工作特性

(Circuit of Figure 1. $V_{BATT} = 12V$, $V_{CC} = V_{DD}$, $V_{SHDN} = 5.4V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

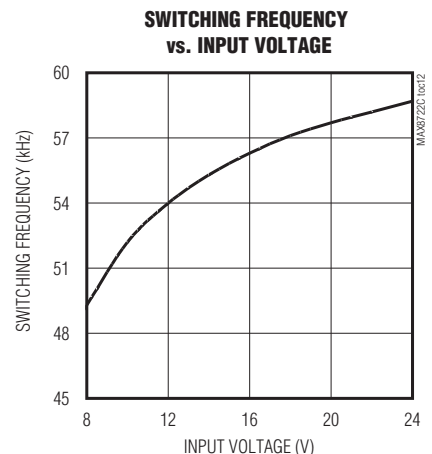
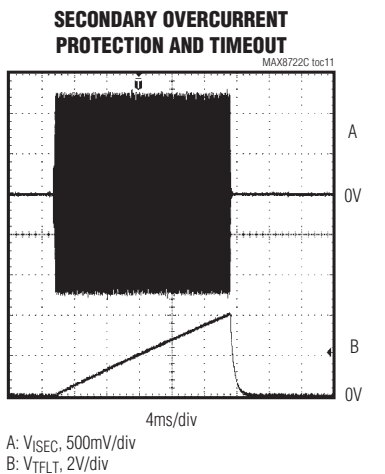
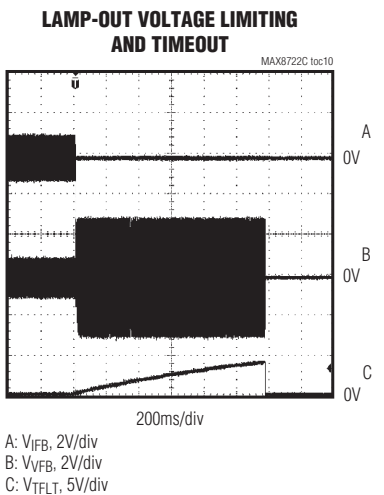
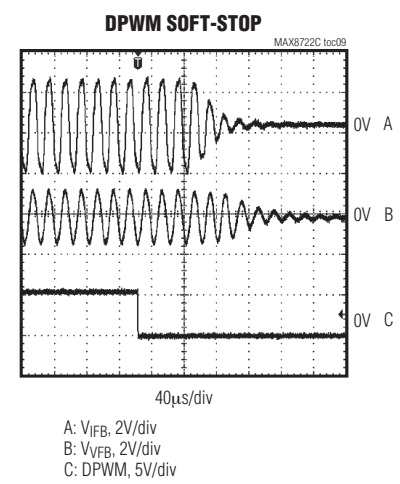
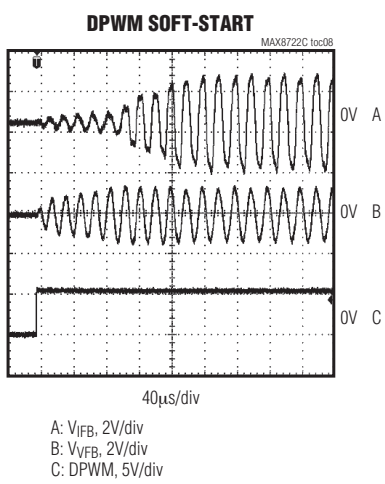
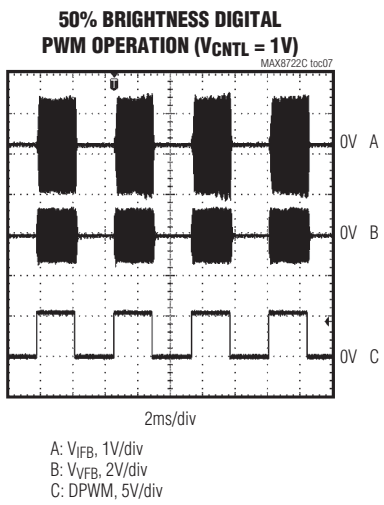


低成本CCFL背光控制器

MAX8722C

典型工作特性(续)

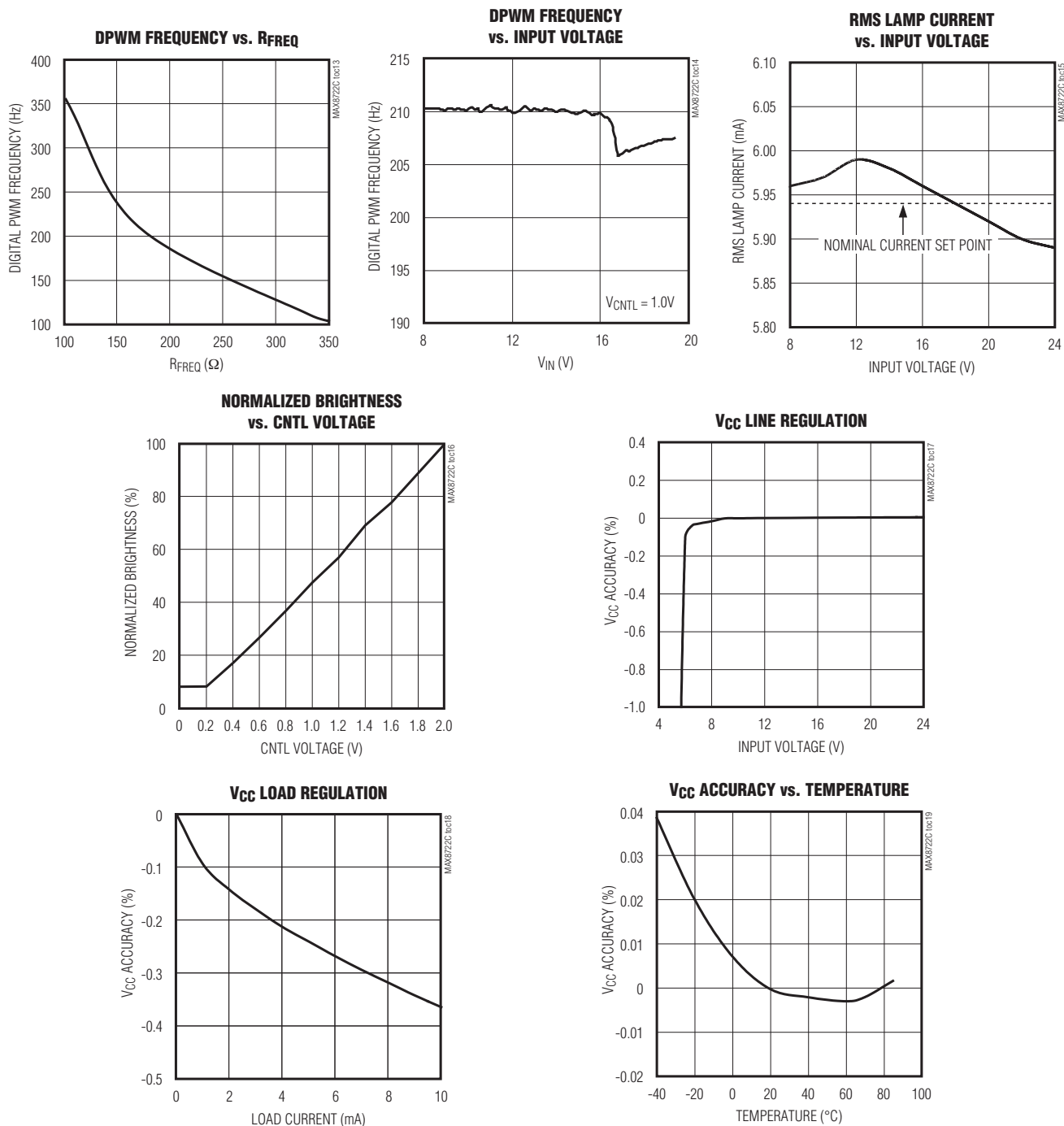
(Circuit of Figure 1. $V_{BATT} = 12V$, $V_{CC} = V_{DD}$, $V_{SHDN} = 5.4V$, $T_A = +25^{\circ}C$, unless otherwise noted.)



低成本CCFL背光控制器

典型工作特性(续)

(Circuit of Figure 1. $V_{BATT} = 12V$, $V_{CC} = V_{DD}$, $V_{SHDN} = 5.4V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



低成本CCFL背光控制器

引脚说明

MAX8722C

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	SHDN	关断控制输入，当SHDN拉至GND时，器件关断。
3	ILIM	初级电流限制调节输入，在V _{CC} 和GND之间连接一个电阻分压器设置初级电流限制。限流门限的数值为ILIM电压的1/5。采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，在TFLT与GND之间连接一个电容，用于设置灯管开路 and 次级过流故障的延迟时间。
5	CNTL	亮度控制输入，在0至2V之间调节V _{CNTL} 改变DPWM的占空比(亮度)，其变化范围为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DPWM亮度控制和DPWM频率设置部分。
7	SYNC	DPWM高频同步输入。FREQ接V _{CC} ，SYNC接外部信号源，可以将DPWM斩波频率同步到外部高频信号。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与GND之间接一个电阻，设置DPWM频率。将FREQ接V _{CC} ，则由SYNC设置DPWM频率。 $f_{DPWM} = 210\text{Hz} \times 169\text{k}\Omega / R_{FREQ}$
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。
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的平均电压调整在0.78V。如果V _{IFB} 下降到0.6V以下，并且持续时间超过TFLT设置的超时周期，MAX8722C将触发故障锁存。
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管启辉和灯管开路状态下的最大平均电压。当VFB上的平均电压超过内置过压门限时，控制器打开内部电流吸收电路对COMP电容放电。VFB还可用来检测次级欠压条件。如果在DPWM导通期间，VFB上峰值电压低于430mV持续达260μs (典型值)，MAX8722C关断。实际超时周期请参考Electrical Characteristics表中的VFB Undervoltage Protection Timeout。
12	ISEC	变压器次级电流反馈输入，在变压器次级低压端与地之间连接一个检流电阻，用于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是限流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状态。
15	BST2	GH2栅极驱动器电源输入，在LX2与BST2之间连接一个0.1μF电容。
16	BST1	GH1栅极驱动器电源输入，在LX1与BST1之间连接一个0.1μF电容。
17	LX1	GH1栅极驱动器返回通道。LX1是限流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状态。

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 _{DD}	低端栅极驱动器电源输入，将V _{DD} 连接至内部线性稳压器的输出(V _{CC})。采用一只0.1μF电容将V _{DD} 旁路至PGND。
23	V _{CC}	5.4V/10mA线性稳压器输出。V _{CC} 为器件的电源电压。采用一只1μF陶瓷电容将V _{CC} 旁路至GND。
24	GND	模拟地。V _{CC} 、REF和其它模拟电路的返回端。在IC下方裸露的金属焊盘上将GND连接至PGND。

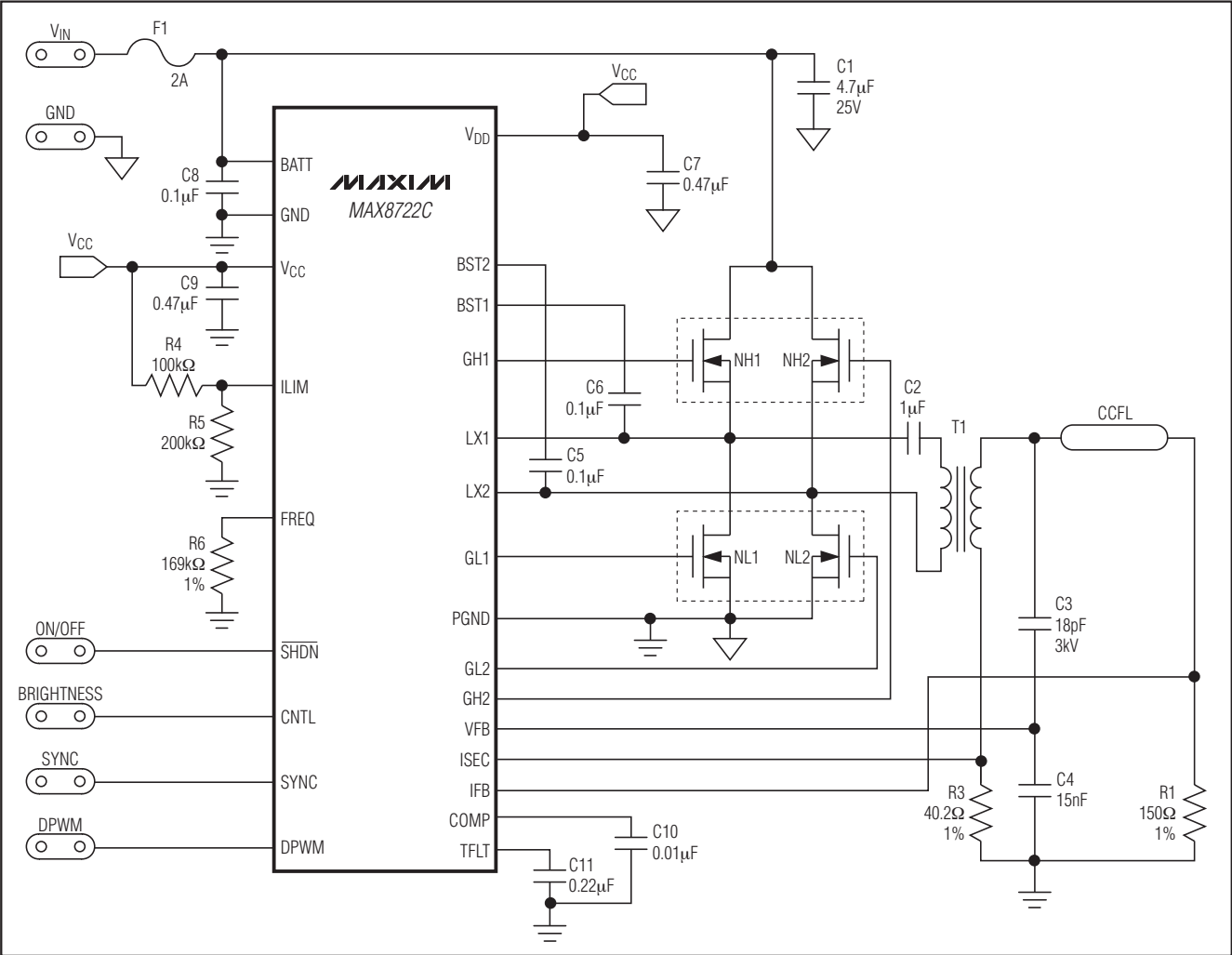


图1. MAX8722C典型工作电路

低成本CCFL背光控制器

MAX8722C

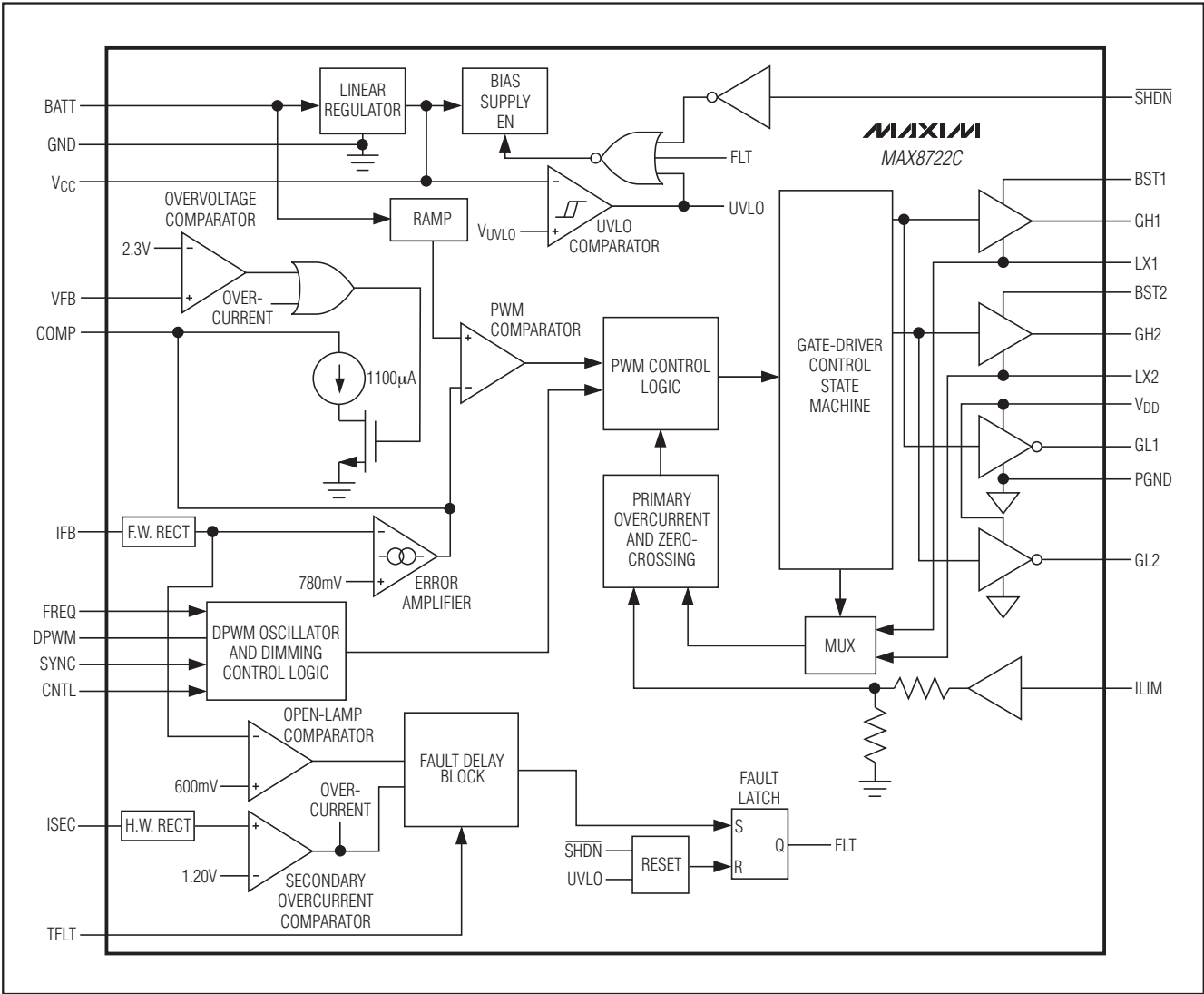


图2. MAX8722C功能框图

低成本CCFL背光控制器

典型工作电路

MAX8722C的典型工作电路(图1)是完备的CCFL背光逆变器，用于TFT-LCD面板。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。

表 1. 重要元件清单

DESIGNATION	DESCRIPTION
C1	4.7 μ F \pm 20%, 25V X5R ceramic capacitor Murata GRM32RR61E475K Taiyo Yuden TMK325BJ475MN TDK C3225X7R1E475M
C2	1 μ 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.centalsemi.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

详细说明

MAX8722C控制全桥谐振逆变器，将未经过稳压的直流输入转换成接近正弦的高频交流输出，用于驱动CCFL。通过对灯管进行开、关控制调节亮度，灯管亮度正比于DPWM信号的占空比，通过CNTL引脚的模拟电压进行亮度调节。图2所示为MAX8722C的功能框图。

谐振工作

MAX8722C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电压钳位于刚好低于地电位，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将漏极电压钳位，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_{DS(ON)})，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，此时电流以相反的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电压钳位于刚好低于地电压，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的开关转换都发生在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。全桥功率级经过简化，用方波交流源表示。去除变压器后，谐振回路可以进一步简化为图4(b)。C_S是初级串联电容，C'_S是初级串联电容映射到次级的等效电容，C_P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_L是模拟CCFL正常工作时的理论电阻值。

低成本CCFL背光控制器

MAX8722C

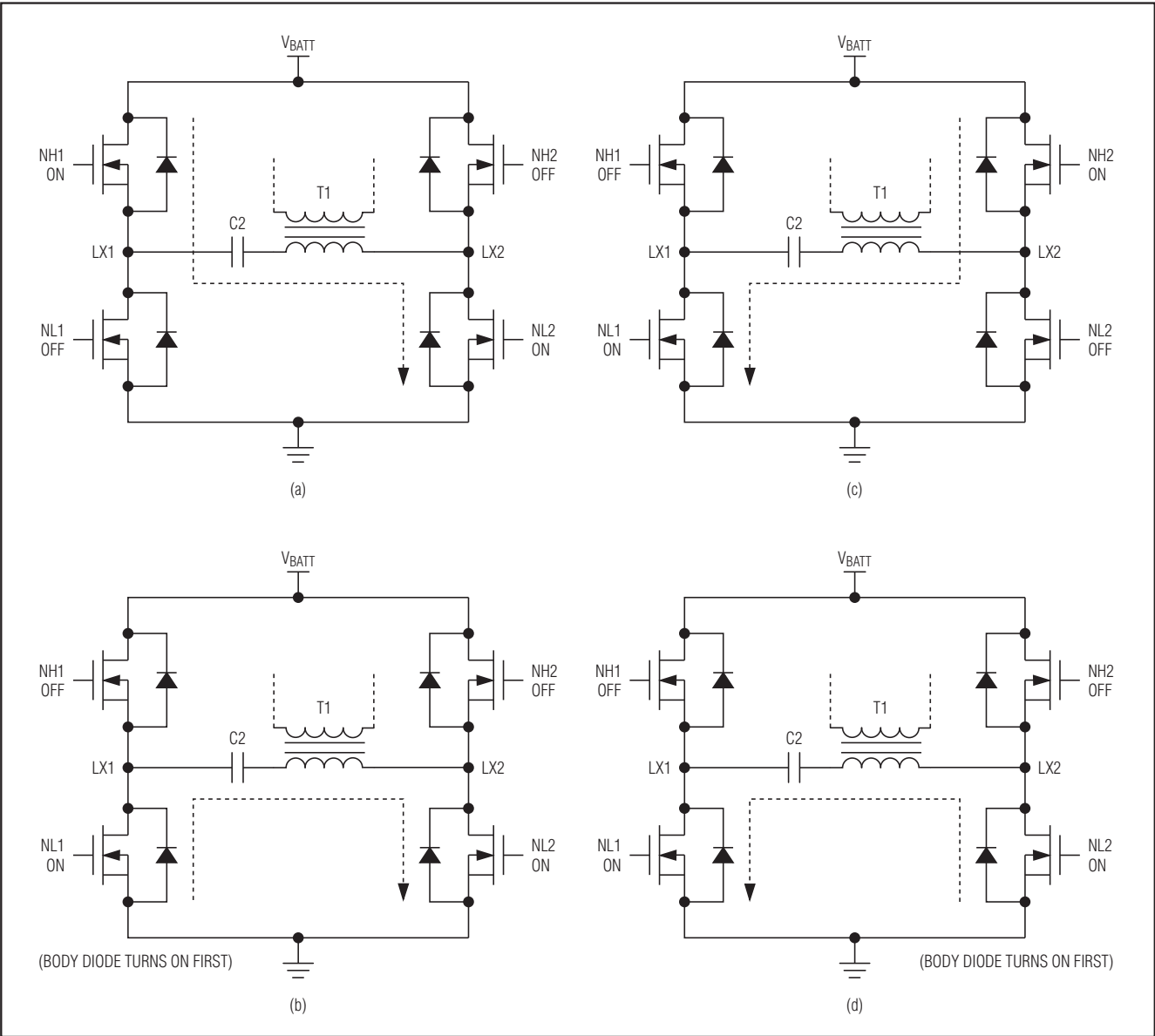


图3. 谐振器工作原理

低成本CCFL背光控制器

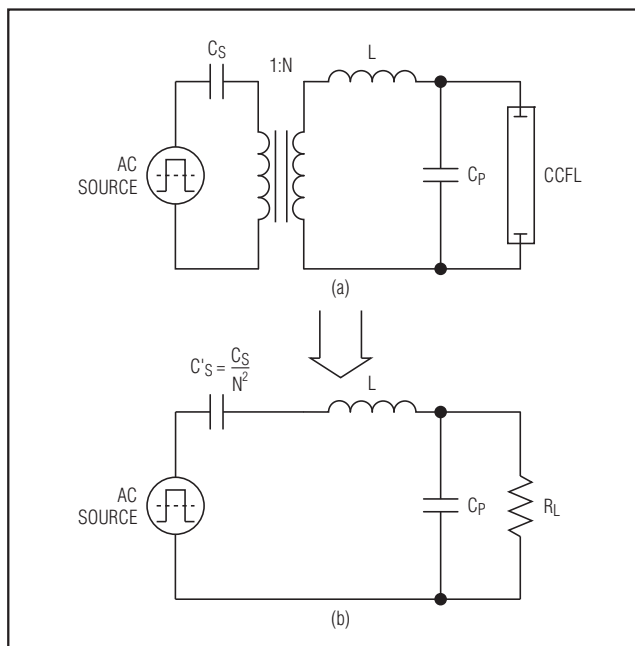


图4. 等效谐振回路

图5是在不同负载条件下谐振回路电压增益的频率响应。初级串联电容为1μF，次级并联电容为18pF，变压器匝数比为1:93，次级漏感为260mH。注意，频率响应曲线中有两个峰， f_S 和 f_P 。第一个波峰 f_S 是串联谐振峰，由次级漏感(L)和串联电容到次级的映射(C'_S)决定：

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

第二个波峰 f_P 是并联谐振峰，由次级漏感(L)、并联电容(C_P)和串联电容到次级的映射(C'_S)决定：

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

逆变器工作在两个谐振波峰之间。灯关闭时，由于灯阻抗无限大，谐振回路的工作点靠近并联谐振峰，电路表现出并联谐振特性。工作在并联谐振状态时，逆变器就

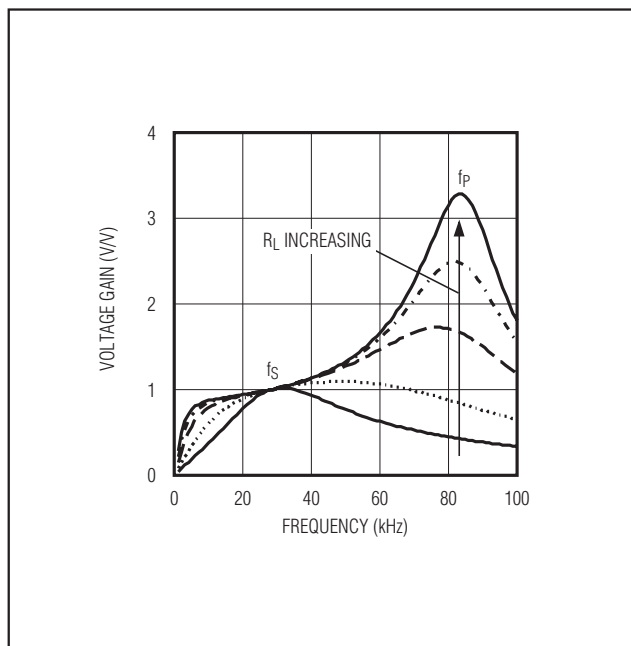


图5. 谐振回路的频率响应

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，直到灯管被电离或电压达到IC的次级电压限制，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

MAX8722C利用灯管电流调节环路控制传送到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检测灯管的交流电流。该电阻上的电压反馈到IFB输入，并在内部进行全波整流。跨导误差放大器将经过整流的IFB电压与780mV (典型值)内部门限进行比较，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_{COMP})。 V_{COMP} 与内部的斜坡信号比较，控制高端MOSFET的导通时间(t_{ON})。

低成本CCFL背光控制器

MAX8722C

变压器次级电压限制

MAX8722C通过限制启动和灯管开路故障时的次级电压来减小变压器次级线圈的电压应力。用一个电容分压器检测变压器次级线圈的交流电压，分压器较大电容的电压送至VFB输入，并在内部进行半波整流。过压比较器将VFB电压与2.3V (典型值)内部门限进行比较，一旦检测电压超过对应的过压门限，MAX8722C打开一个1100 μ A的内部电流源，使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，通常工作在雪崩模式。为了在非电离灯管中启动电离，所加电压(启辉电压)必须升高到可以发生雪崩的水平。低温下，启辉电压可能是典型工作电压的几倍。

MAX8722C的谐振拓扑能够确保产生启辉电压，灯管电离之前，阻抗为无限大。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，V_{COMP}缓慢上升，提高高端MOSFET开关的占空比，提供一种软启动的方式。

前馈控制与电压跌落时的操作

MAX8722C能够在各种瞬态条件下保持对灯管电流的严格控制。前馈控制可以在输入电压(V_{BATT})发生变化时立即调整导通时间。这一特性可以避免输入电压变化带来的影响，并在较宽输入电压范围内简化环路补偿。前馈控制还改善了输入电压调整，缩短导通时间，并使启动瞬态过程受输入电压影响更小。

V_{BATT}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_{ON}，而使V_{COMP}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。

DPWM亮度控制

MAX8722C利用低频(100Hz到350Hz之间) DPWM信号对灯管电流进行通、断控制，从而达到控制CCFL亮度的目的，该DPWM信号来自内部振荡器或者外部信号源。CCFL亮度正比于DPWM的占空比，可以通过CNTL引脚在9.766%到100%之间调节该占空比。CNTL为模拟输入，输入电压范围：0到2000mV，该电压被数字化后选择128个亮度等级之一。如图6所示，MAX8722C忽略最开始的25个等级，这25个等级表示相同的亮度。当V_{CNTL}在0到195.3mV之间时，DPWM的占空比保持9.766%。V_{CNTL}超过195.3mV后，CNTL引脚电压每变化7.8125mV将使DPWM占空比变化0.3906%。V_{CNTL}等于或大于2000mV时，DPWM占空比保持在100%。

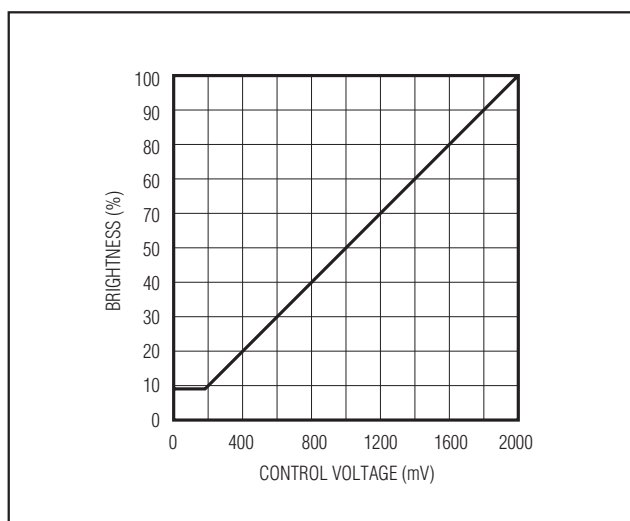


图6. 理论亮度值与控制电压的关系

低成本CCFL背光控制器

DPWM频率设置

有三种方法设置DPWM频率。

- 1) 用外部电阻设置DPWM频率。将SYNC接GND，在FREQ和GND之间连接一个电阻。DPWM的频率由下式给出：

$$f_{\text{DPWM}} = 210\text{Hz} \times 169\text{k}\Omega / R_{\text{FREQ}}$$

DPWM频率的可调范围在100Hz到350Hz之间(R_{FREQ} 在353k Ω 到101k Ω 之间)。CNTL控制DPWM的占空比。

- 2) DPWM的频率可以由外部高频信号提供。将FREQ接 V_{CC} ，SYNC接外部高频信号。DPWM频率为外部信号频率的1/128：

$$f_{\text{DPWM}} = \frac{f_{\text{EXT}}}{1/128}$$

其中， f_{EXT} 为外部信号频率。外部信号频率的范围在26kHz到90kHz之间，从而使DPWM频率在100Hz到350Hz之间。CNTL控制DPWM的占空比。

- 3) DPWM频率可以同步到一个外部低频信号。为了采用这种模式，将SYNC接 V_{CC} ，FREQ通过100k Ω 电阻连接到GND，DPWM连接到外部低频信号。DPWM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。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总结了三种设置DPWM频率的方法。

UVLO

MAX8722C包含一个欠压锁定(UVLO)电路。UVLO电路监测 V_{CC} 电压，当 V_{CC} 低于 V_{UVLO} (典型值)时，MAX8722C关闭高端和低端MOSFET驱动器，并复位故障锁存器。

低功耗关断模式

当MAX8722C置为关断模式时，除5.4V线性稳压器之外，IC的所有功能都被关闭。关断时线性稳压器的输出电压下降到约4.6V，电源电流为6 μA (典型值)。关断时故障锁存器被复位。将 $\overline{\text{SHDN}}$ 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，MAX8722C通过监测灯管电流反馈(IFB)来检测故障或CCFL灯管开路状况，以及次级的灯管内部和IFB检测电阻的短路故障。正如灯管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，MAX8722C以1 μA 的电流对TFLT充电。当TFLT上的电压超过4.1V时，MAX8722C闭锁。与正常关断模式不同，线性稳压器输出(V_{CC})保持在5.4V。触发 $\overline{\text{SHDN}}$ 或重置输入电源将再次开启器件工作。

表3. DPWM频率设置

FREQ	SYNC	DPWM	DIGITAL PWM FREQUENCY/DUTY CYCLE
Connect FREQ to GND through an external resistor.	Connect SYNC to GND.	DPWM is used as the DPWM signal output.	The resistor value sets the frequency. CNTL controls the duty cycle.
Connect FREQ to V_{CC} .	Connect SYNC to an external high-frequency signal.	DPWM is used as the DPWM signal output.	The frequency is 1/128 of the frequency of the external signal. CNTL controls the duty cycle.
Connect FREQ to GND through a 100k Ω resistor.	Connect SYNC to V_{CC} .	Connect DPWM to an external low-frequency signal.	The frequency and duty cycle are equal to those of the external signal.

低成本CCFL背光控制器

MAX8722C

在延时周期内，电流控制环路试图通过增加高端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值的谐振回路，变压器次级电压将升高。一旦次级电压超过过压门限，MAX8722C打开一个内部1100 μ A电流源，使COMP电容放电。随着COMP电压下降，高端MOSFET的导通时间被缩短，从而降低了次级电压。因此，在灯管开路超时周期内，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)

MAX8722C在每个开关周期检测变压器初级电流。当调节器接通低端MOSFET时，内部比较器监视从LX_到GND的压降。如果该电压超过限流门限，调节器关闭初级另外一端的高端开关，以阻止变压器初级电流进一步增加。

可以通过ILIM输入调节电流门限。在V_{CC}和GND之间连接一个电阻分压器，中点连接到ILIM。LX_到GND之间测量的电流门限为ILIM电压的1/5。ILIM调节范围为0至3V。将ILIM接V_{CC}时，缺省门限为0.2V。

VFB欠压保护

MAX8722C具有灯管VFB欠压故障保护，以满足LCC测试要求(变压器上2k Ω 电阻短路)。MAX8722C监测灯电压反馈。如果VFB电压低于VFB欠压门限(430mV)的持续时间超过了VFB欠压保护超时周期，MAX8722C关断。

VFB欠压保护超时周期由DPWM斩波频率(f_{DPWM})产生，由FREQ引脚设置。

超时周期为： $((1/f_{DPWM})/128) \times 14$

典型的DPWM斩波频率为210Hz，因此VFB欠压保护超时周期为260 μ s。

为正常启动，确保灯管在VFB欠压保护超时周期结束前启辉。对于采用外部DPWM斩波频率的应用，R_{FREQ}仅用来设置灯管欠压超时周期。

次级电流限制(ISEC)

次级电流限制可确保故障情况下安全限制电流，例如灯管高压端与地短路或漏电，禁止电流控制环路工作。ISEC监视变压器次级低压端与地之间检测电阻的压降。ISEC电压在内部经过半波整流并与ISEC控制门限(1.20V典型值)进行比较。一旦ISEC电压超过此门限，则从COMP产生一个受控的吸电流来降低桥路高端开关的导通时间。同时，MAX8722C用120 μ A的电流源对TFLT电容充电。当TFLT电压超过4V时，MAX8722C闭锁。与一般关断模式不同，此时线性稳压器输出(V_{CC})保持在5.4V。触发SHDN或重置输入电源将再次开启器件工作。

线性稳压器输出(V_{CC})

内部线性稳压器将直流输入电压降至5.4V (典型值)。线性稳压器为MAX8722C的内部控制电路供电，将V_{CC}接V_{DD}时也可以为MOSFET驱动器供电。V_{CC}电压在关断模式下降低至4.6V。

应用信息

MOSFET

MAX8722C需要四个外部n沟道功率MOSFET，NL1、NL2、NH1和NH2，构成全桥逆变电路驱动变压器初级。调节器通过检测两个低端MOSFET NL1和NL2导通状态时的漏-源电压来检测变压器的初级电流，所以NL1和NL2的R_{DS(ON)}应该匹配。若使用双MOSFET构成全桥，NL1和NL2应该在一个封装中。因为MAX8722C采用低端MOSFET的R_{DS(ON)}进行初级过流保护，MOSFET R_{DS(ON)}越小，电流限越高。因此，用户应选择一个具有低R_{DS(ON)}的逻辑电平控制、n沟道、双MOSFET，以减小导通损耗，并将初级电流限定在合理水平。

调节器使用零电压开关(ZVS)技术来软开启四个全桥开关。外部功率MOSFET在它们的漏-源电压接近于0V时开通，从而实现ZVS操作(见谐振工作部分)。ZVS工作模式有效消除了C_{OSS} (漏-源电容)和寄生电容放电造成的MOSFET瞬时开通损耗，从而提高效率、降低开关EMI。

低成本CCFL背光控制器

设置灯管电流

MAX8722C检测流过连接在灯管低压端与地之间电阻R1(图1)上的灯管电流。R1上的电压被送到IFB并在内部进行全波整流。MAX8722C通过调节IFB电压的整流平均值控制灯管电流。利用下式确定R1, 设置灯管RMS电流:

$$R1 = \frac{\pi \times 780\text{mV}}{2\sqrt{2} \times I_{\text{LAMP(RMS)}}}$$

其中, $I_{\text{LAMP(RMS)}}$ 为所期望的灯管RMS电流, 780mV是 *Electrical Characteristics*表规定的IFB调节点典型值。为了将灯管RMS电流设置为6mA, R1应该为148Ω。最接近的1%精度标准电阻为147Ω和150Ω。灯管电流波形依赖于灯管的寄生参数, 并影响实际的灯管RMS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进行最后调整。

设置次级电压限

MAX8722C在启动过程和灯管开路故障时限制变压器的次级电压。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。在 *变压器设计与谐振元件选择*部分介绍了并联谐振电容C3的选择。C3通常在10pF至22pF之间。确定C3后, 用下式选择C4, 以设置所需的最大RMS次级电压 $V_{\text{LAMP(RMS)_MAX}}$:

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

其中, 2.3V是灯管开路时VFB峰值电压的典型值。C3取18pF, C4取大约15nF时, 将最大RMS次级电压设置为1600V。

设置次级电流限

即使在IFB检测电阻(R1)被短路或变压器次级电流通过R1之外的路径直接流入地时, MAX8722C仍然能够限制次级电流。ISEC监视连接在变压器次级线圈低压端和地之间的电阻R3的电压。用下式确定R3:

$$R3 = \frac{1.20\text{V}}{\sqrt{2} \times I_{\text{SEC(RMS)_MAX}}}$$

其中, $I_{\text{SEC(RMS)_MAX}}$ 是发生故障时变压器次级允许的最大RMS电流, 1.20V是次级短路时ISEC峰值电压的典型值。如需将图1电路的次级最大RMS电流设置为21mA, 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, 以便在最小电源电压下维持CCFL的工作电压。N可以由下式确定:

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

其中, $V_{\text{LAMP(RMS)}}$ 为正常工作状态下灯管的最大RMS电压, $V_{\text{IN(MIN)}}$ 为最小直流输入电压。如果正常工作状态下灯管的最大RMS电压为650V, 最小直流输入电压为8V, 则匝数比应该大于90。图1电路使用的变压器匝数比为93。

设计过程的下一步是确定所需的工作频率范围。MAX8722C被同步到谐振回路的自激频率。谐振频率随着工作条件的改变而变化, 例如输入电压、灯管阻抗等, 因此, 开关频率会在某个范围内变化。为确保可靠工作, 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 *谐振工作部分*所述, 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变压器的次级漏感。漏感值具有较大的容差, 并且不同批次之间会有显著差异, 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, MAX8722C的工作状态最好。串联电容C2设置最小工作频率, 大约为串联谐振波峰频率的两倍。选择:

布局指南

细致的PC板(PCB)布局对于实现稳定工作十分重要，需要特别注意电路的高压部分和开关部分。电路的高压部分需要与控制部分有良好的隔离，大多数单灯管笔记本电脑显示器的布局限制在狭窄区域，可自然产生这种隔离。按照下面的指导可以实现良好的PCB布局：

- 1) 保持大电流通道短而宽，尤其是接地端。这一点对于系统稳定、无抖动工作以及保持高效率至关重要。
- 2) 功率地和模拟地采用星形地，功率地和模拟地应该完全隔离—仅在星形地的中心点连接在一起，这个中心点应该位于模拟地引脚(GND)。采用隔离的敷铜区域接地可以简化布局。 V_{CC} 、COMP、FREQ、TFLT和ILIM (如果使用电阻分压器的话)应该使用低噪模拟地。
- 3) 高速开关节点远离敏感的模拟区域(V_{CC} 、COMP、FREQ、TFLT和ILIM)。所有通过引脚进行配置的控制输入(ILIM等)接模拟地或 V_{CC} ，而不要连接功率地或 V_{DD} 。
- 4) V_{CC} 到GND的去耦电容尽可能靠近IC放置，不要与其它信号线共用。
- 5) LX1和LX2与GND之间电流检测通道应使用Kelvin连接，以保证电流限制的精确度。
- 6) 反馈连线要短而直，尽可能将IFB、VFB和ISEC连线远离高压线和变压器。
- 7) 可能的话，变压器次级的高压线应有足够大的间隔。高压线还应与临近的地平面隔开，以避免容性耦合。
- 8) 连接至变压器次级的电容分压器布线也需要足够的间隔，以防火花放电。多数情况下，将这些连线分别安排到电路板的两层比较有利。

$$C2 \leq \frac{N^2}{4 \times \pi^2 \times f_{MIN}^2 \times L}$$

其中， f_{MIN} 为最小工作频率。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，可选择1 μ F的C2。

并联电容C3设置最大工作频率，它也是并联谐振波峰频率。采用下式选择C3：

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

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。使用下式计算初级线圈的最小匝数比N1：

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

其中， D_{MAX} 为高端开关的最大占空比(约为0.4)， $V_{IN(MAX)}$ 为最大直流输入电压， B_S 为磁芯饱和通量密度， S 为磁芯的最小截面积。

COMP电容的选择

COMP电容设置启动时保持灯管电流稳定以及输入电压变化引起的瞬态过程中电流环路的响应速度。典型的COMP电容为0.01 μ F。更大的容值会减缓瞬态响应，较小的容值将加速瞬态响应，但是电容过小会导致环路不稳定。

其它元件

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

低成本CCFL背光控制器

芯片信息

PROCESS: BiCMOS

封装信息

如需最近的封装外形信息和焊盘布局，请查询
www.maxim-ic.com.cn/packages。

封装类型	封装编码	文档编号
24 QSOP	E24-1	21-0055

低成本CCFL背光控制器

修订历史

MAX8722C

版本编号	修订日期	说明	修改页
0	9/07	初次发布。	—
1	2/08	<i>Electrical Characteristics</i> 表及 <i>引脚说明</i> 表中有变更；增加了VFB欠压保护部分。	所有
2	7/08	修改了多处电压值。	1–11, 14–18, 21
3	2/09	做了细微的修改，修正了文中不一致的描述。	4, 9, 15, 16, 17, 20, 21

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：010-6211 5199
传真：010-6211 5299

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。

Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600 _____ **21**