

Features

***Accurate 5V Output**

정확한 5V 출력

***Programmable Cable Drop Compensation**

프로그래밍 가능한 케이블 강하 보상

***Programmable Output Current Limit**

프로그래밍 가능한 출력 전류 제한

***Adjustable Output from 5.0V to 6.1V**

5.0V ~ 6.1V의 가변 출력

***Dual Input Feedback Permits Regulation on Output of USB Switch**

듀얼 입력 피드백은 USB 스위치의 출력 조절 허용

***Active Load Reduces Output Overshoot**

능동 부하(IC자체내부저항)가 출력 오버 슈트를 감소시킵니다

***FLT Flag Indicates Overcurrent on the USB Output**

FLT 플래그는 USB 출력에 과전류가 있음을 나타냅니다

FLT : fault locating test system의 약어. 하드웨어 장애 검사법의 하나. 내부 플립플롭 설정 데이터와 클럭 입력에 의한 천이 데이터를 주어 프로그램으로 그런 일치를 차례로 검사함으로써 하드웨어 장애 장소를 찾는다.

***1.5ms FLT Flag Delay Filters Hot Plug Events**

1.5ms FLT 플래그 지연 필터 핫플러그 이벤트

***USB Output Current Monitor**

USB 출력 전류 모니터(관찰하겠다)

***Wide Input Range: Operation from 5V to 35V**

넓은 입력 범위 : 5V에서 35V까지 동작

***Withstands Input Transient to 60V**

60V까지 입력 과도 현상을 견뎌냅니다

***2.5A Maximum Output Current**

2.5A 최대 출력 전류

***Survives Output Short to GND and Car Battery**

GND 및 자동차 배터리에 대한 출력 단락(배터리를 조절해준다=>레귤레이터역할)

***Adjustable Switching Frequency: 300kHz to 2.2MHz**

조정 가능한 스위칭 주파수 : 300kHz ~ 2.2MHz

***Synchronizable from 300kHz to 2.2MHz**

300kHz ~ 2.2MHz에서 동기화 가능

***Small, Thermally Enhanced 16-Lead MSOP Package**

소형의 열 성능이 강화 된 16 핀 MSOP 패키지

Description

The LT®3697 is a 35V, 2.5A step-down switching regulator designed to power 5V USB applications. A precise output voltage and programmable cable drop compensation maintain accurate 5V regulation at the USB socket connected to the end of a long cable. The accurate, programmable current limit can eliminate the need for a USB power switch and improve system reliability. The provided 180mA active load reduces output overshoot during load transients. Dual feedback allows regulation on the output of a USB switch and limits cable drop compensation to a maximum of 6.1V output, protecting USB devices during fault conditions. A separate 5V output can be taken from the SYS terminal to power auxiliary circuitry such as a USB hub controller. The LT3697 also provides a load current monitor output and an overcurrent fault indicator. The LT3697 operates from 300kHz to 2.2MHz and with-stands input voltage transients up to 60V. The device's output survives shorts to ground and to the battery. A current mode topology is used for fast transient response and good loop stability. Shutdown reduces input supply current to less than 1µA. The LT3697 is available in a 16-lead MSOP package with an exposed pad for low thermal resistance.

LT®3697은 5V 응용회로에 전력을 공급하도록 설계된 35V, 2.5A 스텝 다운스위칭레귤레이터이다. 정확한 출력 전압과 프로그래밍 가능한 케이블은 긴 케이블 끝에 연결된 USB 소켓에서정확한5V 출력을 유지해 준다. 정확하고 프로그래밍 가능한 전류 제한은 USB전원 스위치가 필요 없으며 시스템신뢰성을 향상시킬 수 있다. 제공된 180mA 액티브(활성된) 부하는 부하 과도 상태동안 출력 오버 슈트(출력을 넘겨쓴 경우)를 감소시킨다. 듀얼 피드백은 USB스위치의 출력을 조절할수 있으며 케이블 드롭 보상을 최대 6.1V 출력으로 제한하여 오류 조건(고장상태) 동안 USB장치를 보호한다. 별도의 5V 출력을 SYS 터미널에서가져와 USB 허브컨트롤러와같은보조회로에전원을공급할수있다. LT3697은또한부하전류모니터출력및과전류오류표시기 LT3697은 300kHz ~ 2.2MHz에서동작하며최대 60V의입력전압과도상태를유지한다. 이 장치의 출력은 배터리와 그라운드의 단락상태에서도 견딜수 있다 전류모드 위상은 빠른 과도응답과 우수한 루프 안전성을 위해 사용된다. 셋다운 기능은 입력 공급 전류를 1µA 미만으로감소시킨다 LT3697은낮은열저항을위해노출패드가 있는 16 리드 MSOP 패키지로제공된다

4P

Note 1: Stresses beyond those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. Exposure to any Absolute Maximum Rating condition for extended periods may affect device reliability and lifetime.

참고1 :절대최대정격에나열된것을초과하는스트레스(압박)는장치에영구적인손상을줄수있습니다. 장기간절대최대 정격조건에노출되면소자의신뢰성과수명에영향을미칠수있습니다

Absolute Maximum Ratings :반도체 디바이스(IC, 트랜지스터, 다이오드 등)를 사용하는 경우 과다한 전압, 전류, 온도 등에 의한 파괴를 방지하기 위해 설정된 최대 정격값.

Note 2: Absolute maximum voltage at VIN and EN is 60V for nonrepetitive 1 second transients, and 35V for continuous operation.

참고2 : VIN 및 EN에서의절대최대전압은비반복적 1 초과도전류의경우 60V이고연속작동의경우 35V입니다.

Note 3: The LT3697E is guaranteed to meet performance specifications from 0°C to 125°C junction temperature. Specifications over the -40°C to 125°C operating junction temperature range are assured by design, characterization and correlation with statistical process controls. The LT3697I is guaranteed over the full -40°C to 125°C operating junction temperature range. High junction temperatures degrade operating lifetimes. Operating lifetime is derated at junction temperatures greater than 125°C.

참고3 : LT3697E는 0 ° C ~ 125 ° C 접합온도에서 성능스펙을 충족시킨다. -40 ° C ~ 125 ° C의 동작접합온도 범위에 대한 사양은 설계, 특성화 및 통계 프로세스 제어와의 상관관계로 보장된다. LT3697I는 -40 ° C ~ 125 ° C의 동작접합온도 범위에서 동작한다. 높은 접합온도는 작동수명을 저하시킨다. 작동수명은 125 ° C를 초과하는 접합온도에서 저해된다.

Note 4: Note that the maximum ambient temperature consistent with these specifications is determined by specific operating conditions in conjunction with board layout, the rated package thermal impedance and other environmental factors.

참고4 : 이 사양과 일치하는 최대 주변온도는 보드 레이아웃, 정격 패키지 열적 임피던스 및 기타 환경 요인과 함께 특정 작동 조건에 따라 결정됩니다.

Note 5: This IC includes overtemperature protection that is intended to protect the device during momentary overload conditions. Junction temperature will exceed 150°C when overtemperature protection is active. Continuous operation above the specified maximum operating junction temperature may impair device reliability.

참고5 : 이 IC에는 일시적인 과부하 상태에서 디바이스를 보호하기 위한 과온도 보호 기능이 포함되어 있다. 과열 보호 기능이 활성화되면 접합온도가 150 ° C를 초과합니다. 지정된 최대 작동 접합온도를 초과하여 계속 작동하면 장치의 신뢰성이 저하될 수 있습니다.

Note 6: Polarity specification for current into a pin is positive and out of a pin is negative. All voltages are referenced to GND unless otherwise specified. MAX and MIN refer to absolute values.

참고6 : 전류에 대한 극성 사양은 핀으로 들어가는 입력은 양극(+)이고 핀으로 나오는 출력은 음극(-)이다. 달리 명시하지 않는 한 모든 전압은 GND를 기준으로 합니다. MAX와 MIN은 절대값을 나타냅니다(즉 온도에 따라 서양극음극이 달라질 수 있다).

Note 7: SENSE Voltage is defined as the differential voltage applied across the sense amplifier inputs, or VISP – VISN. SENSE voltage and VSENSE are synonymous.

참고7 : SENSE 전압은 감지 증폭기 입력 또는 VISP-VISN에 적용되는 차동 전압으로 정의됩니다. SENSE 전압과 VSENSE는 동의어입니다.

Note 8: Switch current limit is guaranteed by design and/or correlation to static test. Slope compensation reduces switch current limit at higher duty cycles.

참고8 : 스위치 전류 제한은 설계 및 / 또는 정적 테스트와의 상관관계로 보장됩니다. 경사면 보상은 높은 듀티 사이클에서 스위치 전류 제한을 감소시킵니다.

Note 9: Boost voltage is the minimum voltage across the boost capacitor needed to guarantee full saturation of the switch.

참고9 :부스트전압은스위치의완전한포화를보장하는데필요한부스트커패시터양단의최소전압이다

부스트 컨버터 (스텝 업 컨버터)는 입력 (전원)에서 출력 (부하)까지 전압을 승압하는 (전류를 스텝 다운 하는 동안) DC / DC 전력 컨버터 이다. 적어도 2 개의 반도체 (다이오드 와 트랜지스터)와 적어도 하나의 에너지 저장 요소 인 커패시터 , 인덕터 또는 두 가지를 조합 한 스위치 모드 전원 공급 장치 (SMPS) 클래스입니다. 전압 리플을 줄이기 위해 콘덴서로 만든 필터 (때로는 인덕터와 함께)가 일반적으로 컨버터의 출력 (부하측 필터)과 입력 (공급측 필터)에 추가된다.

승압 컨버터의 전력은 배터리, 태양 전지판, 정류기 및 DC 발전기와 같은 적합한 DC 소스에서 공급할 수 있습니다. 하나의 DC 전압을 다른 DC 전압으로 변경하는 프로세스를 DC-DC 변환이라고합니다. 부스트 컨버터는 소스 전압보다 큰 출력 전압을 갖는 DC-DC 컨버터 이다. 부스트 컨버터는 소스 전압을 "승압 (step up)"하기 때문에 승압컨버터라고도합니다. 전원 ($P=VI$) 는 보존되어야하며 출력 전류는 소스 전류보다 낮습니다

Pin Functions

VIN (Pins 1, 2): The VIN pins supply current to the LT3697's internal regulator and to the power switch. These pins must be locally bypassed.

VIN(1,2번 핀) : VIN핀은 LT3697의 전류를 공급한다 내부 레귤레이터 및 전원 스위치에 연결한다이핀들은 가깝게 우회해야 한다

EN (Pin 3): The EN pin is used to put the LT3697 into shutdown mode. Tie to ground to shut down the LT3697. Tie to 2.5V or higher for normal operation. If the shutdown feature is not used, tie this pin to the VIN pin.

EN(3번핀) : EN핀을 사용하여 LT3697을 종료모드로 만든다 LT3697을 접지하여 종료시킨다 정상 작동시 2.5v이상으로 연결해야한다 종료기능을 사용하지않을 경우 이핀을 VIN핀에 연결하시오

FLT (Pin 4): The FLT pin is the open drain output of the LT3697 fault comparator and timer. In normal operation the FLT pin is high impedance. An overcurrent fault that is sustained for at least 1.5ms causes the LT3697 to pull the FLT pin low. The FLT pin then remains low until the USB output current stays below the overcurrent threshold for at least 1.5ms. The overcurrent fault threshold is 0.5% below the current limit. The FLT output is valid when VIN is above 4V and EN is high.

FLT(4번핀) : FLT핀은 LT3697 오류 비교기와 타이머의 오픈 드레인 출력이다. 정상 동작시 FLT핀은 하이 임피던스이다 적어도 1.5ms동안 과전류 오류로 인해 LT3697은 FLT핀을 로우로풀링한다 USB출력 전류가 적어도 1.5ms 동안 과전류 임계 값보다 낮아질 때 까지 FLT핀은 로우 상태를 유지한다 과전류 오류 임계 값은 전류 제한보다 0.5%낮다 FLT출력은 VIN이 4V이상이고 EN이 하이일 때 유효하다 FLT출력은 VIN이 4V이상이고 EN이 하이일 때 유효하다

오픈드레인:저전압과 고전압을 나누는역할 나느3V를 쓰는데 센서가 12V면 전원을 분리해서 공급해줘야함

임피던스 :전기 회로에 교류를 흘렸을 경우에 전류의 흐름을 방해하는 정도를 나타내는 값

임계값:재료의 특성이 인가 전압이나 온도 등의 조건이 어느 값을 넘을 때 불연속적으로 변화하는 (예를 들면 절연성이 도전성으로 바뀌는) 경우 그 경계가 되는 값.

SYNC (Pin 5): The SYNC pin is the external clock synchronization input. Tie to a clock source with on and off times greater than 50ns for synchronization. Tie pin to ground if not used. See the Synchronization section in Applications Information for more details.

SYNC(5번핀) : SYNC핀은 외부 클럭 동기화 입력이다 동기화를 위해 50ns보다 크게 시간을 켜고 꺼야 클럭소스에 연결할 수 있다 사용하지 않는 핀은 ground에 연결한다 자세한 내용은 응용 회로 정보의 동기화 섹션을 참조

RT (Pin 6): The RT pin is the oscillator resistor input. Connect a resistor from this pin to ground to set the switching frequency.

RT(6번 핀) : RT핀은 발진기저항 입력이다 이 핀에서 그라운드로 저항을 연결하여 스위칭 주파수를 설정한다

스위칭 주파수: 전력변환기로서 소자가 온·오프를 일회씩 실시하는 단위를 1주기로 하였을 때의 1초간의 주기의 수. 스위칭 주파수는 회로의 **고조파**(高調波)와 변환기의 손실에 영향을 준다.

VC (Pin 7): The VC pin is the output of the internal error amplifier. The voltage on this pin controls the peak switch current. Tie an R-C network from this pin to ground to compensate the control loop

VC (7번핀) : VC 핀은 내부오류 증폭기의 출력이다. 이 핀의 전압은 최대 스위치전류를 제어한다(순간적으로 전류가 확 튀는 것을 제어해준다는 뜻) 이 핀에서 그라운드로 R-C네트워크(여기서 네트워크는 회로를 뜻함)를 연결하여 제어루프를 보상한다

스위치전류: 스위칭 전류는 연결되거나 접촉이나 접촉해제시 스위치에 흐를 수 있는 최대 정격 전류입니다. 스위칭 활성 전류를 스위치 문서에 지정된 것보다 높게하면 아크가 발생하여 전기 기계 릴레이의 접촉에 손상이 발생할 수 있습니다. 최소 전류 스펙은 안정적으로 스위치에 흐를 수 있는 최소 전류를 의미합니다 또한 스위치는 캐리 전류를 가지고 있습니다. 캐리 전류는 단락 스위치를 통과할 수 있는 최대 정격 전류 또는 스위치가 캐리할 수 있는 전류입니다. 캐리 전류는 스위칭 전류보다 클 수도 있습니다. 그러나 캐리 전류는 스위치가 닫혀되어 있는 동안에만 흐를 수 있기 때문에 스위치가 작동하는 동안에는 전류를 정지시켜야 합니다.

RLIM (Pin 8): The RLIM pin provides an additional reference to the third feedback amplifier of the LT3697 to allow the output current limit to be programmed easily. The RLIM pin has an accurate 11 μ A pull-up current. When the voltage of the output current sense amplifier exceeds the lower of the RLIM voltage or 1.22V, the LT3697 error amplifier will switch to current limit mode and will regulate the USB output current. In current limit mode, the output voltage drops. Tie a resistor from RLIM to ground to program the LT3697 current limit. If the USB output current exceeds 99.5% of the current limit for at least 1.5ms, the LT3697 will pull down on the FLT pin. Float the RLIM pin if not used

RLIM (8번핀) : RLIM 핀은 LT3697의 세 번째 피드백 증폭기에 대한 추가 참조를 제공하여 출력 전류 제한을 쉽게 프로그래밍 할 수 있도록 한다. RLIM핀은 정확한 11 μ A 풀업 전류를 갖는다. 출력 전류 감지 증폭기의 전압이 RLIM의 전압보다 낮거나 1.22v를 넘으면 오류 증폭기가 전류제한모드로 전환되어 USB출력 전류를 조절한다 전류제한 모드에서는 출력 전류를 조절한다 전류제한모드에서는 출력전압이 떨어진다 LT3697전류제한을 프로그래밍하려면 RLIM에서 접지로 저항을 연결해야 한다 USB출력 전류가 최소 1.5ms동안 전류제한의 99.5%를 초과하면 LT3697은 FLT핀을 풀다운한다 사용하지 않으면 RLIM핀을 플로팅해라(그라운드로 빼거나 해야한다)

플로팅: 하이신호나로우신호도아닌애매한부분

RCBL (Pin 9): The RCBL pin is used to program the USB5V current as a function of sense voltage (VISP – VISN) for cable drop compensation. Tie a resistor from RCBL to ground to set the USB5V input current. Float the RCBL pin if cable drop compensation is not desired. The RCBL pin may also be used as an USB output current monitor. Excessive capacitive loading on the RCBL pin can cause USB output voltage overshoot during load steps when cable drop compensation is used. Keep the capacitive loading on the RCBL pin below 100pF.

RCBL(9번핀) : RCBL핀은 케이블 드롭보상을 위해 감지전압(SENSE VOLTAGE=VISP-VISN)의 함수로 USB5V전류를 프로그래밍하는데 사용된다 RCBL에서 접지로 저항을 연결하여 USB5V입력 전류를 설정해야한다 케이블 드롭 보상을 원하지 않으면 RCBL핀을 플로팅한다 RCBL핀은 USB출력 전압 전류 모니터로도 사용할 수 있다 RCBL핀에 과도한 용량부하가 발생하면 케이블 드롭 보상이 사용될 때 부하 단계중 USB출력전압 오버슈트가 발생할 수 있다 RCBL핀의 용량부하는 100pF 미만으로 유지해야한다

ISN (PIN 10): The ISN pin is the inverting input of the LT3697's onboard USB output current sense amplifier. Tie a resistor RSENSE from ISP to ISN to sense the USB output current. Connect ISN to ISP if the current monitor, USB output current limit, and cable drop compensation functions are not desired.

ISN(10번핀) : ISN핀은 LT3697의 보드상의 USB출력 전류 감지 증폭기의 반전 입력이다 ISP에서 ISN으로 SENSE레지스터를 연결하여 USB출력전압을 감지한다 전류감지, USB출력 전류제한과 케이블드롭보상기능이 필요 없을 경우 ISN과ISP를 연결해라

ISP (Pin 11): The ISP pin is the noninverting input of the LT3697's onboard USB output current sense amplifier. Tie a resistor RSENSE from ISP to ISN to sense the USB output current. When a USB switch is used in series between the LT3697 and the 5V USB output, tie the ISP pin to the USB switch output

ISP(11번핀) : ISP핀은 LT3697의 보드상의 USB출력 전류감지 증폭기의 비반전입력이다 ISP에서 ISN으로 SENSE레지스터를 연결하여 USB출력전류를 감지한다 USB스위치가 LT3697과 5V USB출력 사이에 직렬로 사용될 때 ISP핀을 USB스위치 출력에 연결한다

USB5V (Pin 12): The USB5V pin is the primary feedback input of the internal error amplifier. In normal operation, the LT3697 regulates the voltage on this pin to 5V. The USB5V pin also allows the output voltage to increase as a function of output current to compensate for voltage drop at the point of load due to cable impedance. The USB5V pin input current is proportional to USB output current and is programmed by the RCBL resistor. Tie a resistor from USB5V to the 5V USB output to set this cable drop compensation. Tie USB5V directly to the USB output if no cable drop compensation is desired. If a USB switch is used in series between the LT3697 and the 5V USB output, tie the USB5V pin through the compensation resistor to the USB switch output.

USB 5V(12번핀) : USB 5V핀은 내부 오류 증폭기의 1차 피드백입력이다 정상 작동시 LT3697은 이핀의 전압을 5V로 조절한다 USB5V핀은 출력전류가 출력전류의 함수로 증가하도록 케이블 임피던스로 인한 부하 지점에서의 전압강하를 보상한다 USB5V핀 입력 전류는 USB출력 전류에 비례하며 RCBL저항으로 프로그래밍된다 이케이블드롭보상이 필요 없는 경우 USB5V를USB출력에 직접연결해라 USB스위치를 LT3697과 5V USB출력 사이에 직렬로 사용하는 경우 USB5V핀을 보상저항을 통해 USB스위치 출력에 연결한다

SYS (Pin 13): The SYS pin is the second feedback input of the internal error amplifier. The SYS pin allows the LT3697 to regulate the output voltage at the output of a USB switch. If the USB switch goes open and the USB5V pin is no longer part of the control loop, the LT3697 regulates the SYS pin to 6.1V to protect the input of a USB switch from an overvoltage condition. The SYS pin also supplies current to the internal regulator of the LT3697 and may be used to supply power to auxiliary circuitry. The active load also draws current from this pin to reduce output overshoot. This pin must be locally bypassed and must be tied to the switching regulator output.

SYS(13번핀) : SYS핀은 내부 오류 증폭기의 두번째 피드백입력이다 SYS핀을 사용하면 LT3697이 USB스위치의 출력에서 출력 전압을 레귤레이트할수있다 USB스위치가 열리고 USB5V핀이 더 이상 제어 루프의 일부가 아닌 경우 LT3697은 SYS핀을 6.1V로 조절하여 USB스위치의 입력을 과전압 상태에서부터 보호한다 SYS핀은 또한 LT3697의 내부 레귤레이터에 전류를 공급하고 보조회로에 전원을 공급하는데 사용될수 있다 또한 능동부하는 출력오버슈트를 줄이기 위해 이핀에서 전류를 끌어낸다 이핀은 가깝게 우회해야하며 스위칭레귤레이터 출력에 연결되어야한다

BST (Pin 14): The BST pin is used to provide a drive voltage, higher than the input voltage, to the internal NPN power switch.

BSP(14번핀) : BST핀은 입력 전압보다 높은 구동전압을 내부 NPN전원 스위치에 제공하는데 사용된다

SW (Pin 15, 16): The SW pins are the output of the internal power switch. Connect these pins to the inductor, catch diode, and boost capacitor.

SW (15,16번핀) : SW 핀은 내부 전원 스위치의 출력이다. 이 핀을 인덕터, 캐치 다이오드 및 부스트커패시터에 연결한다.

GND (Pin 17): Ground. The exposed pad must be soldered to the PCB

GND (17번핀) : 접지. 노출 된 패드는 PCB에 납땜되어야합니다.

OPREATION

The LT3697 is a constant frequency, current mode stepdown regulator. The oscillator sets an RS flip-flop, turning on the internal power switch. The RT resistor sets the oscillator frequency. An amplifier and comparator monitor the current flowing between the VIN and SW pins, turning the switch off when this current reaches a level determined by the voltage at VC. The error amplifier measures the output voltage on the USB5V pin through an internal resistor divider and servos the VC node to regulate the USB5V pin to 5V. If the error amplifier's output increases, more current is delivered to the output; if it decreases, less current is delivered. An active clamp on the VC pin provides switch peak current limit. The LT3697 can provide up to 2.5A of output current.

LT3697은 고정주파수,전류모드 스텝다운 레귤레이터이다오실레이터는 RS플립플롭을 설정하여 내부전원 스위치를 켜다 RT레지스터는 오실레이터 주파수를 설정한다 증폭기와 비교기는 VIN과 SW핀 사이에 흐르는 전류를 모니터링하여 이 전류가 VC전압에 의해 결정된 레벨에 도달하면 스위치가 꺼진다 오류증폭기는 내부 저항분배기를 통해 USB5V핀의 출력전압을 측정하고 VC노드를 형식화(서보)해서 USB5V핀을 5V로 조절한다 오차 증폭기의 출력이 증가하면 더 많은 전류가 출력으로 전달되고 만약 전류가 감소한다면 더 적은 전류가 전달된다 VC핀의 능동고정은 스위치 최대 전류제한을 설정한다 LT3697은 최대 2.5A의 출력전류를 제공한다

플립플롭:데이터를 저장해주는 역할을 한다 플립플롭이 32개가 모이면 32비트 레지스터가 된다 여기서는 플립플롭구성을 공개하지 않았다

A second error amp input on the SYS pin allows a switch to be placed in the output path before the USB5V connection. SYS is regulated to 6.1V if this switch is open. A third error amp input is connected to the ISP and ISN pins through the internal current sense amplifier. The LT3697 regulates VSENSE voltage ($V_{ISP} - V_{ISN}$) to the lower of $V(R_{LIM})/19.8$ or $1.22V/19.8$ to provide accurate output current limit.

SYS핀의 두번째 오류 앰프입력은 USB5V연결전에 스위치가 출력경로에 배치되도록한다 이 스위치가 열려 있으면 SYS는 6.1V로 조절된다 세번째 오류앰프입력은 내부 전류 감지 증폭기를 통해 ISP과 ISN핀에 연결된다 LT3697은 VSENSE전압($V_{ISP} - V_{ISN}$)을 $V(R_{LIM})/19.8$ 또는 $1.22V/19.8$ 보다 낮게 조정하여 정확한 출력 전류 제한을 제공한다.

To implement cable drop compensation, theLT3697drives the RCBL pin to 19.8 ($V_{ISP} - V_{ISN}$). Current sourced from the RCBL pin is derived from the USB5V pin, creating an output offset above the 5V USB5V pin voltage that is proportional to the load current and the RCDC/RCBL resistor ratio.

케이블 드롭보상을 구현하기 위해 LT3697은 RCBL핀을 19.8($V_{ISP}-V_{ISN}$)으로 구동한다 RCBL핀에서 나오는 전류는 USB5V핀에서 파생되어 부하전류 및 RCDC/RCBL저항 비율에 비례하는 5V USB5V핀 전압 이상으로 출력 오프셋을 생성한다

The LT3697 includes a 180mA active load that sinks current from the SYS pin to ground. The purpose of this active load is to improve load step transient response and to charge the boost cap during startup. If USB5V is 1.5% above its nominal 5V output or if the boost drive voltage ($V_{BST} - V_{SW}$) is insufficient to fully saturate the internal NPN power switch, the active load is enabled.

LT3697에는 SYS핀에서 그라운드로 전류를 빠지게 하는 180mA 능동부하가 있다 이 능동부하의 목적은 부하단계과도 응답을 향상시키고 시동중에부스트 캡을 충전하는 것이다 USB5V가 공칭 5V 출력보다 1.5% 이상 높거나 부스트드라이브 전압($V_{BST}-V_{SW}$)이 내부 NPN전원 스위치를 완전히 포화시키기에 불충분한 경우 능동부하가 활성화 된다

An internal regulator provides power to the control circuitry. The bias regulator normally draws power from the VIN pin, but if the SYS pin is connected to an external voltage higher than 4V, some bias power will be drawn from the output voltage improving efficiency

내부레귤레이터는 제어회로에 전원을 공급한다 바이어스 레귤레이터는 일반적으로 VIN핀에서 전력을 끌어오지만 SYS핀이 4V보다 높은 외부 전압에 연결되면 출력전압으로부터 일부 바이어스 전력을 끌어오므로 효율이 향상된다

If the EN pin is low, the LT3697 is shut down and draws $<1\mu A$ from the input. When the EN pin falls below 0.3V, the switching regulator will shut down, and when the EN pin risesabove 2.5V, the switching regulator will become active

EN핀이 낮으면 LT3697이 셧다운되고 입력에서 $<1\mu A$ 를 소모한다 EN핀이 0.3V 아래로 떨어지면 스위칭레귤레이터가셴다운되고 EN핀이 2.5V이상으로 상승하면 스위칭레귤레이터가 활성화된다

The switch driver operates from either VIN or from the BST pin. An external capacitor is used to generate a voltage at the BST pin that is higher than the input supply. This allows the driver to fully saturate the internal NPN power switch for efficient operation.

스위치 드라이버는 VIN 또는 BST 핀으로 동작한다 외부커패시터는 입력전원보다 높은 BST 핀에서 전압을 생성하는데 사용된다 이를 통해 드라이버는 효율적인 작동을 위해 내부 NPN 전원스위치를 완전히 포화시킬 수 있다

To further optimize efficiency, the LT3697 automatically switches to Burst Mode operation in light load situations. Between bursts, all circuitry associated with controlling the output switch is shut down, reducing the input supply current to 1mA.

효율성을 더욱 최적화하기 위해 LT3697은 낮은 부하(전압이 낮게 걸린다) 상황에서 자동으로 버스트 모드 동작으로 전환한다 버스트 사이에서 출력스위치 제어와 관련된 모든 회로가 셧다운 되어 입력 공급 전류가 1mA로 감소된다

The LT3697 has several features designed to enhance system robustness. The oscillator reduces the LT3697's operating frequency when the voltage at the SYS pin is low. This frequency foldback helps to control the output current during startup and overload. A fast overcurrent comparator disables switching within one cycle if V_{sense} exceeds 70mV, providing overcurrent protection that is faster than the current limit provided by the error amplifier. An overvoltage comparator on the SYS pin disables switching within one cycle if V_{sys} exceeds 6.8V. Lastly, thermal shutdown protects the part from excessive power dissipation

LT3697은 시스템 견고성을 향상시키기 위해 설계된 몇 가지 기능을 갖추고 있다 SYS 핀의 전압이 낮을 때 오실레이터는 LT3697의 동작 주파수를 낮춘다 이 주파수 폴드백은 시동과 과부하 동안 출력 전류를 제어하는데 도움이 된다 빠른 과전류 비교기는 V_{sense} 가 70mV를 초과하면 한 사이클 내에서 스위칭을 비활성화하여 오류 증폭기가 제공하는 전류의 제한보다 빠른 과전류 보호 기능을 제공한다 V_{sys} 가 6.8V를 초과하면 SYS 핀의 과전압 비교기가 한 사이클 내에서 스위칭을 비활성화합니다 마지막으로 터미널 셧다운 기능은 과도한 전력 손실로부터 부품을 보호한다

If the input voltage decreases towards the SYS output voltage, the LT3697 will start to skip switch-off times and decrease the switching frequency to maintain output regulation. As the input voltage decreases below the SYS output voltage, the SYS voltage will be regulated 600mV below the input voltage. This enforced minimum dropout voltage limits the duty cycle and keeps the boost capacitor charged during dropout conditions. Since sufficient boost voltage is maintained, the internal switch can fully saturate, resulting in good dropout performance

입력전압이 SYS 출력 전압 쪽으로 감소하면 LT3697은 스위치 오프 시간을 건너 뛰고 스위칭 주파수를 낮추어 출력 레귤레이션을 유지한다 입력전압이 SYS 출력전압보다 떨어지면 SYS 전압은 입력전압보다 600mV 낮게 조절된다 강제로 떨어진 최소 전압은 듀티 사이클을 제한하고 떨어진 출력 조건 동안 부스트 커패시터를 충전 상태로 유지시킨다 충분한 부스트 전압이 유지되기 때문에 내부 스위치가 완전히 포화되어 양호한 전압 강하 성능을 나타낼 수 있다

The LT3697 contains fault logic that detects if the output current is near or exceeds the programmed current limit. If such a condition is maintained for >1.5ms, the FLT pin pulls low, indicating an overcurrent fault. Once the output current drops below the current limit for >1.5ms, the fault logic resets and the FLT pin becomes high impedance. FLT is valid when VIN is above 4V and when EN is high. If VIN is below 4V or if EN is low, the fault latch state is reset and FLT becomes high impedance.

LT3697에는 프로그래밍된 전류제한을 초과하거나 출력전류에 가까워지는 것을 감지하는 오류로직을 가지고 있다 이러한 조건이 1.5ms이상 유지되면 FLT핀은 로우로 되어 과전류 오류를 표시한다 출력전류가 전류제한보다 1.5ms만큼 떨어지면 오류 로직이 리셋되고 FLT핀이 하이 임피던스가 된다 FLT는 VIN이 4V 이상이고 EN이 하이 일 때 유효합니다. VIN이 4V 미만이거나 EN이 로우 일 경우 오류 유지상태는 리셋되고 FLT는 하이 임피던스가 된다.

APPLICATIONS INFORMATION

<Cable Drop Compensation>

The LT3697 includes the necessary circuitry to implement cabledropcompensation. Cabledropcompensation allows the regulator to maintain 5V regulation on the USB V_{LOAD} despite high cable resistance. The LT3697 increases its local output voltage (V_{out}) above 5V as the load increases to keep the V_{load} regulated to 5V. This compensation does not require running an additional pair of Kelvin sense wires from the regulator to the load, but does require the system designer to know the cable resistance R_{CABLE} as the LT3697 does not sense this value. Program the cable drop compensation using the following ratio:

LT3697에는 케이블 드롭 보상을 구현하는데 필요한 회로가 포함되어 있다 케이블 드롭 보상을 통해 레귤레이터는 높은 케이블 저항에도 불구하고 USB V_{load}가 5V 레귤레이션을 유지할 수 있다 LT3697은 V_{LOAD}가 5V로 유지되도록 부하가 증가함에 따라 5V 이상으로 로컬 출력전압을 5V 이상으로 증가시킨다 (LT3697의 출력전압은 5V로 유지되도록 한다는 소리다) 이 보상은 레귤레이터에서 부하까지 켈빈 감지 와이어 쌍을 구동할 필요가 없지만 시스템 설계자는 LT3697이 이 값을 감지하지 못하므로 케이블 저항 R_{CABLE}을 알아야 한다 다음을 사용하여 케이블 드롭 보정을 프로그래밍해라

$$R_{CBL} = 19.8 \cdot R_{SENSE} \cdot R_{CDC} / R_{CABLE}$$

where R_{CDC} is a resistor tied between the local regulator output and the USB5V pin, R_{CBL} is a resistor tied between the R_{CBL} pin and GND, R_{SENSE} is the sense resistor tied between the ISP and ISN pins in series between the regulator output and the load, and R_{CABLE} is the cable resistance. R_{SENSE} is typically chosen based on the desired current limit and is typically 25mΩ for 2.1A systems and 50mΩ for 1A systems. See the Setting the Current Limit section for more information.

여기서 R_{CDC}는 로컬 레귤레이터 출력과 USB5V 핀 사이에 연결된 저항이고 R_{CBL}은 R_{CBL}핀과 GND 사이에 연결된 저항이고 R_{SENSE}는 레귤레이터 출력과 부하 사이에 직렬로 ISP와 ISN 핀 사이에 연결된 감지 저항, R_{CABLE}은 케이블 저항이다 R_{SENSE}는 일반적으로 원하는 전류 제한을 기준으로 선택되며 2.1A 시스템의 경우 25mΩ이고 1A 시스템의 경우 50mΩ이다 자세한 내용은 전류 제한 설정 단원을 참조

The current flowing into the USB5V pin through R_{CDC} is identical to the current flowing through R_{CBL}. While the ratio of these two resistors should be chosen per the equation above, choose the absolute values of these resistors to keep this current through these resistors between 30μA and 200μA at the full load current.

R_{CDC}를 통해 5V핀으로 흐르는 전류는 R_{CBL}을 통해 흐르는 전류와 동일하다 위의 방정식에 따라 두 저항의 비율을 선택해야 하지만 이 저항의 절대값을 선택하여 최대 부하 전류에서 30μA ~ 200μA 사이의 저항을 통해 이 전류를 유지하십시오

If I_{USB5V} is too low, capacitive loading on the USB5V and RCBL pins will degrade the load step transient performance of the regulator. If I_{USB5V} is too high, the RCBL pin will go into current limit and the cable drop compensation feature will not work.

만약 I_{USB5V} 가 너무 낮으면 커패시터의 USB5V의 부하 인가(하중)와 RCBL 핀이 레귤레이터의 부하 단계의 과도 성능이 저하된다. I_{USB5V} 가 너무 높으면 RCBL 핀이 전류 제한으로 들어가고 케이블 드롭 보상 기능이 작동하지 않는다.

Capacitance across the remote load to ground downstream of R_{SENSE} forms a zero in the LT3697's feedback loop due to cable drop compensation. C_{BUS} and the input capacitance of a portable device tied to the USB socket typically form this zero. C_{CDC} reduces the cable drop compensation gain at high frequency.

커패시터는 가로지른다. 원격 부하가 그라운드 상에서 하위로 전달

커패시터를 지나서 원격 부하에서 그라운드로 떨어지는 부분이 R 센스의 형식

C_{BUS} 와 USB 소켓에 연결된 휴대용 장치의 입력 커패시터는 일반적으로 제로를 형성한다. C_{CDC} 는 높은 주파수에서 케이블 드롭 보상 이득을 줄인다.

The 10nF C_{CDC} capacitor tied across the 10k R_{CDC} is required for stability of the LT3697's output. If R_{CDC} is changed, C_{CDC} should also be changed to maintain roughly the same 100 μ s RC time constant. If the capacitance across the remote load is large compared to the LT3697 output capacitors C_{OUT} and C_{BUS} , a longer $R_{CDC} \cdot C_{CDC}$ time constant may be necessary for stability depending on the amount of cable drop compensation used. Output stability should always be verified in the end application circuit.

10nF C_{CDC} 커패시터에 연결된 10k R_{CDC} 는 LT3697의 출력 안정성에 필요하다. R_{CDC} 가 변경되면 C_{CDC} 도 약 100 μ s RC 시간 상수를 유지하도록 변경해야 한다. 원격 부하의 커패시터가 LT3697 출력 커패시터들의 C_{OUT} 와 C_{BUS} 와 비교하여 클 경우 사용되는 케이블 강하 보상의 양에 따라 안정성을 위해 더 긴 $R_{CDC} \cdot C_{CDC}$ 시간 상수가 필요할 수 있다. 출력 안정성은 최종 응용 회로에서 항상 확인해야 한다.

The LT3697 limits the maximum voltage of V_{OUT} by limiting the voltage on the SYS pin V_{SYS} to 6.1V. If the cable drop compensation is programmed to compensate for more than 1V of cable drop at the maximum I_{LOAD} , this V_{SYS} maximum will prevent V_{OUT} from rising higher and the voltage at the point of load will drop below 5V. The following equation shows how to derive the LT3697 output voltage V_{OUT} :

LT3697은 SYS 핀의 V_{SYS} 전압을 6.1V로 제한함으로써 V_{OUT} 의 최대 전압을 제한한다. 케이블 손실 보상이 최대 I_{LOAD} 에서 1V 이상의 케이블 전압 강하를 보상하도록 프로그램 된 경우 V_{SYS} 최대 값은 V_{OUT} 이 더 높은 상승을 방지하고 부하 지점의 전압이 5V 미만으로 떨어지게 한다. 다음 방정식은 LT3697 출력 전압 V_{OUT} 을 유도하는 방법을 보여준다.

$$V_{OUT} = 4.99V + 19.8 \cdot I_{LOAD} \cdot R_{SENSE} \cdot R_{CDC} / R_{CBL}$$

As stated earlier, LT3697's cable drop compensation feature does not allow V_{OUT} to exceed the V_{SYS} regulation point of 6.1V. If additional resistance is placed between the SYS pin and the OUT node such as R_{SENSE} or a USB Switch, the voltage drop through these resistances at the maximum I_{LOAD} must also be factored in to this maximum allowable V_{OUT} value. Please refer to Figure 1 for load lines of V_{OUT} and V_{LOAD} to see how cable drop compensation works.

앞서 언급했듯이 LT3697의 케이블 전압 강하 기능의 특징은 V_{OUT} 이 6.1V의 V_{SYS} 레귤레이션포인트를 초과하는 것을 허용하지 않는다. SYS핀과 R_{SENSE} 또는 USB 스위치와 같은 OUT 노드 사이에 추가적인 저항이 놓여지면 최대 I_{LOAD} 에서 이들 전압 강하 역시이 최대 허용 V_{OUT} 값에 분해되어야한다. 부하라인의 V_{LOAD} 와 V_{OUT} 의 그림 1을 참조하여 케이블 강하 보상 작동 방식을 확인해야 한다

< Cable Drop Compensation Over a Wide Temperature Range >

Cable drop compensation with zero temperature variation may be used in many applications. However, matching the cable drop compensation temperature variation to the cable resistance temperature variation may result in better overall output voltage accuracy over a wide operating temperature range. For example, in an application with 0.2Ω of wire resistance and a maximum output current of 2.1A, cable drop compensation adds 0.42V at 25°C to the output at max load for a fully compensated wire resistance. If the wire in this example is copper, the copper resistance temperature coefficient of about 4000ppm/°C results in an output voltage error of -170mV at 125°C and 110mV at -40°C. Figure 2a shows this behavior.

온도변화가 없는 케이블드롭보상은 많은 응용회로에서 사용될 수 있다 그러나 케이블드롭보상의 온도변화와 케이블저항온도변화와 일치 한다면 넓은 작동 온도범위에서 전체 출력전압 정확도가 향상된다 예를 들어 와이어 저항이 0.2Ω이고 최대 출력전류가 2.1A인 회로에서 케이블 드롭보상은 완전히 보상된 와이어 저항에 대해 최대부하에서 25°C일때 0.42V를 출력에 추가한다 이 예제의 와이어가 구리 인 경우 약 4000ppm / ° C의 구리 저항 온도 계수로 인해 125 ° C에서 -170mV 및 -40 ° C에서 110mV의 출력 전압 오류가 발생한다 그림 2A는 이 동작을 보여준다

Cable drop compensation can be made to vary positively versus temperature with the addition of a negative temperature coefficient (NTC) resistor as a part of the RCBL resistance. This circuit idea assumes the NTC resistor is at the same temperature as the cable. Figure 2b shows an example resistor network for RCBL that matches copper resistance variation over a wide -40°C to 125°C temperature range. Figure 2c shows the resultant cable drop compensation output at several temperatures using RCBL with negative temperature variation.

케이블 드롭 보상은 RCBL 저항의 일부로 음의 온도 계수 (NTC) 저항을 추가하여 온도에 대해 긍정적으로 변화하도록 만들 수 있다 이 회로 아이디어는 NTC저항이 케이블과 동일한 온도에 있다고 가정한다 그림 2b는 -40 ° C ~ 125 ° C의 넓은 온도 범위에서 구리 저항 변화와 일치하는 RCBL을위한 저항회로의 예를 보여준다.그림 2c는 온도 변화가 음수 인 RCBL을 사용하는 여러 온도에서 결과로 나온 케이블 드롭 보상 출력을 보여준다

The NTC resistor does not give a perfectly linear transfer function versus temperature. Here, for typical component values, the worse case error is <10% of the cable compensation output, or <1% of the total output voltage accuracy. Better output voltage accuracy versus temperature can be achieved if RCBL resistor values are optimized for a narrower temperature range. Contact LTC for help designing an RCBL resistor network.

NTC저항은 온도에 대한 완벽한 선형 전달 함수를 제공하지 않는다 여기에서 일반적인 부품의 값의 경우 최악의 경우 오류는 케이블 드롭 보상의 출력이 10%보다 작거나 또는 전체 출력전압의 정확도가 1%보다 작을 때이다 RCBL 저항 값이 더 좁은 온도 범위에 최적화되어 있으면 출력 전압 정확도 대 온도가 향상된다.RCBL 저항 네트워크 설계에 대한 도움은 LTC에 문의하십시오

Choosing an R_{SENSE} resistor with a temperature coefficient that matches the cable resistance temperature coefficient can reduce this output voltage error overtemperature if the sense resistor is at roughly the same ambient temperature as R_{SENSE} . Small value copper wire inductors can be used in this way if the inductor resistance is well specified. Figure 2d shows the resultant cable drop compensation output at several temperatures using a copper R_{SENSE}

감지 저항이 R_{SENSE} 와 거의 동일한 주변온도에 있으면 케이블저항 온도 계수와 일치하는 온도계수를 갖는 R_{SENSE} 저항을 선택하면 출력전압 오류의 과열을 줄일수있다. 인덕터저항이 적절하게 지정되어 있는 경우 이 방법으로 작은 값의 구리와이어 인덕터를 이러한 방식으로 사용할수 있다. 그림2d는 구리 R_{SENSE} 를 여러온도에서 얻은 케이블 손실 보상출력을 보여준다

Use of an R_{SENSE} that varies over temperature will make the LT3697 output current limit vary over temperature. To achieve the rated output current over the full operating temperature range, a higher room temperature output current limit may be necessary. Table 2 shows the manufacturer specified DCR of several copper wire inductors that may be used for R_{SENSE}

온도에 따라 변하는 R_{SENSE} 를 사용하면 LT3697 출력전류제한이 온도에 따라 달라진다. 전체 작동 온도 범위에서 정격 출력전류를 달성하려면 보다 높은 온도의 출력전류제한이 필요할수있다. 표2는 R_{SENSE} 에 사용될수있는 여러 구리선인덕터의 제조업체 지정DCR을 보여준다

Effect of Cable Inductance on Load Step Transient Response

The inductance of long cabling limits the peak-to-peak transient performance of a 2-wire sense regulator to fast load steps. Since a 2-wire sense regulator like the LT3697 detects the output voltage at its local output and not at the point of load, the load step response degradation due to cable inductance is present even with cable resistance compensation. The local regulator output capacitor and the input capacitor of the remote load form a LC tank circuit through the inductive cabling between them. Fast load steps through long cabling show a large peak-to-peak transient response and ringing at the resonant frequency of the circuit. This ringing is a property of the LC tank circuit and does not indicate regulator instability

긴케이블링의 인덕턴스는 2와이어 감지기의 피크-투-피크(정현파정상상태인전압이나전류에서최고점과최저점의차이)의 과도 성능을 빠른 부하 단계로 제한한다. LT3697과 같은 2 와이어 감지 레귤레이터는 부하 지점이 아닌 로컬 출력에서 출력 전압을 감지하기 때문에 케이블 인덕턴스로 인한 부하 스텝 응답 저하는 케이블 저항 보상에서도 나타난다.

Figure 3 shows the LT3697 load step transient response to a 50mA/ μ s, 0.5A load step. Two cable impedances are compared: resistive only and then resistive plus inductive. First, a surface mount 0.2 Ω resistor is tied between the LT3697 output and the load step generator. This resistor stands in for a purely resistive "cable". Second, actual AWG 20 twisted-pair cabling 3 meters long with 0.2 Ω of total resistance and about 2.3 μ H of inductance is connected between the LT3697 output and the load step generator. Even though the resistance in these two circuits is the same, the transient load step response in the cable is worse due to the inductance.

그림3은 50mA / μ s, 0.5A 부하 스텝에 대한 LT3697 부하 스텝 과도 응답을 보여준다. 두가지 케이블의 임피던스가 비교된다: 오직 저항과 저항에 유도를 더한 것 > 먼저 표면실장(PCB기판)의 0.2 Ω 저항이 LT3697출력과 부하 스텝생성기 사이에 연결된다. 이 저항은 순전히 저항력이 있는 케이블을 의미한다. 두번째로 실제 저항 값이 0.2 Ω 이고 인덕턴스가 약2.3 μ H 인 3m 길이의 실제 AWG 20 연선 케이블이 LT3697 출력과 부하 스텝 생성기 사이에 연결된다. 이 두 회로의 저항이 같더라도 케이블의 과도 부하 단계 응답은 인덕턴스 때문에 더 나쁘다

The degree that cable inductance degrades LT3697 load transient response performance depends on the inductance of the cable and on the load step rate. Long cables have higher inductance than short cables. Cables with less separation between supply and return conductor pairs show lower inductance per unit length than those with separated conductors. Faster load step rate exacerbates the effect of inductance on load step response.

케이블 인덕턴스가 LT3697 부하 과도 응답 성능을 저하시키는 정도는 케이블의 인덕턴스와 부하 단계의 등급에 따라 달라진다. 긴 케이블은 짧은 케이블보다 인덕턴스가 높다. 공급 및 귀환 도체 쌍 사이의 간격이 적은 케이블은 분리된 도체를 사용하는 경우보다 단위 길이 당 인덕턴스가 낮습니다. 부하 스텝 응답 속도가 빨라지면 부하 스텝 응답에 대한 인덕턴스 효과가 악화된다.

Probing a Remote Output Correctly

Take care when probing the LT3697's remote output to obtain correct results. The whole point of cable drop compensation is that the local regulator output has a different voltage than the remote output at the end of a cable due to the cable resistance and high load current. The same is true for the ground return line which also has resistance and carries the same current as the output. Since the local ground at the LT3697 is separated by a current carrying cable from the remote ground at the point of load, the ground reference points for these two locations are different.

정확한 결과를 얻기 위해 LT3697를 짚어볼 때 주의해야 한다. 케이블 드롭 보상의 전체적인 포인트는 케이블 저항과 높은 부하 전류 때문에 로컬 레귤레이터 출력이 케이블 끝에 있는 원격 출력과 다른 전압을 갖는 것이다. 저항도 있고 출력과 동일한 전류를 전달하는 접지 리턴 라인에 대해서도 마찬가지이다. LT3697의 로컬 그라운드는 부하 지점에서 원격 접지로부터 전류 운반 케이블로 분리되기 때문에 두 위치의 그라운드 기준점은 다르다.

Use a differential probe across the remote output at the end of the cable to measure output voltage at that point, as shown in Figure 4b. Do not simultaneously tie an oscilloscope's probe ground leads to both the local LT3697 ground and the remote point of load ground, as shown in Figure 4a. Doing so will result in high current flow in the probe ground lines and a strange and incorrect measurement. Figure 4c shows this strange behavior.

그림 4B와 같이 케이블 끝에 있는 원격 출력 양단에 차동 프로브를 사용하여 그 지점에서 출력 전압을 측정해야 한다. 그림 4A와 같이 오실로스코프의 프로브 접지 리드를 로컬 LT3697 접지와 원격 접지 지점에 동시에 연결하지 마라. 그렇게 하면 프로브 접지 라인에 많은 전류가 흐르고 이상하고 잘못된 측정이 발생한다. 그림 4C는 잘못된 동작을 보여준다.

프로브는 전압이나 전류를 측정하는 것인데 차동 프로브는 프로브 사이에 커패시터를 병렬로 달아놓은 것이다.

A 1A/ μ s, 0.5A load step is applied to the LT3697 output through 3 meters of AWG 20 twisted-pair cable. On one curve, the resultant output voltage is measured correctly using a differential probe tied across the point of load. On the other curve, the oscilloscope ground lead is tied to the remote ground. This poor probing causes both a DC error due to the lower ground return resistance and an AC error showing increased overshoot and ringing. Do not add your oscilloscope, lab bench, and input power supply ground lines into your measurement of the LT3697 remote output.

1A/ μ s, 0.5A 부하 단계가 3m의 AWG 20 트위스트 페어 케이블을 통해 LT3697의 출력에 적용된다. 하나의 곡선에서 결과 출력 전압은 부하 지점을 가로 질러 연결된 차동 프로브를 사용하여 정확하게 측정된다. 다른 곡선에서는 오실로스코프 접지 연결을 원격 접지에 연결한다. 이러한 불량 프로빙은 낮은 접지 리턴 저항으로 인한 DC 오류와 오버 슈트 및 울림 증가를 나타내는 AC 오류를 발생시킵니다. 당신의 LT3697 원격 출력 측정에 오실로스코프, LAB BENCH, 입력 파워 서플라이 GND 라인을 추가하지 마라.

Reducing Output Overshoot

A consequence of the use of cable drop compensation is that the local output voltage at the LT3697 SYS pin is regulated to a voltage that is higher than the remote output voltage at the point of load. Several hundred mΩ of line impedance can separate these two outputs, so at 2A of load current, the SYS pin voltage may be significantly higher than the nominal 5V output at the point of load. Ensure that any components tied to the LT3697 output can withstand this increased voltage.

케이블 드롭 보상을 사용하면 LT3697 SYS 핀의 로컬 출력 전압이 부하 지점에서의 원격 출력 전압보다 높은 전압으로 조정된다. 수백 mΩ의 라인 임피던스가 두 출력을 분리할 수 있으므로 부하 전류의 2A에서 SYS 핀 전압은 부하 지점에서 일시 5V 출력보다 상당히 높을 수 있다. LT3697 출력에 연결된 모든 부품이 이 증가된 전압을 견딜 수 있는지 확인하십시오.

The LT3697 has several features designed to mitigate any effects of higher output voltage due to cable drop compensation. First, the LT3697 error amplifier, in addition to regulating the voltage on the USB5V pin to 5V for the primary output, also regulates the SYS pin voltage to less than 6.1V. For $V_{SYS} < 6.1V$, the USB5V feedback input runs the LT3697 control loop, and for $V_{SYS} > 6.1V$, the SYS feedback input runs the LT3697 control loop. This 6.1V upper limit on the maximum SYS voltage protects components tied to the LT3697 output like a USB Switch from an overvoltage condition, but reduces the possible amount of cable drop compensation to 1.1V.

LT3697은 케이블 드롭 보상으로 인한 높은 출력 전압의 영향을 완화하도록 설계된 몇 가지 기능을 갖추고 있다. 우선, LT3697 오류 증폭기는 USB5V 핀의 전압을 1차 출력에 대해 5V로 조절하는 것 외에도 SYS 핀 전압을 6.1V 미만으로 조절한다. $V_{SYS} < 6.1V$ 의 경우 USB5V 피드백 입력은 LT3697 제어 루프를 실행하고 $V_{SYS} > 6.1V$ 의 경우 SYS 피드백 입력은 LT3697 제어 루프를 실행한다. 최대 SYS 전압에서 6.1V의 상한은 USB 스위치처럼 LT3697 출력에 연결된 부품을 과전압 상태로부터 보호하지만 케이블 드롭 보상의 가능한 양을 1.1V로 줄인다.

Additionally, the LT3697 can sink current from the output with an included 180mA active load from SYS to GND. This feature improves the step response for a load step from high to low. Cable drop compensation adds voltage to the output to compensate for voltage drop across the line resistance at high load. Since most DC/DC converters can only source current, a load step from high to near zero current leaves the output voltage high and out of regulation.

또한 LT3697은 SYS에서 GND까지 180mA의 액티브 부하를 통해 출력 전류를 빠지게 할 수 있다. 이 기능은 로드 단계의 스텝 응답을 높음에서 낮음으로 향상시킵니다. 케이블 드롭 보상은 높은 부하에서 라인 저항에 걸리는 전압 강하를 보상하기 위해 출력에 전압을 추가한다. 대부분의 DC / DC 컨버터는 전류를 공급할 수 있기 때문에 높은 전류에서 거의 0에 가까운 전류 단계가 출력 전압을 높게 유지하고 레귤레이션을 벗어난다.

The LT3697 fixes this problem by allowing the regulator to sink current from the output when USB5V is too high using this active load. Figure 5 shows the output voltage of the front page application circuit with and without the active load. The load step response from high current to zero without the active load is extremely slow and is limited by the SYS and BST pin bias currents. However, with the active load enabled, the output slews quickly back into regulation. If V_{SYS} is above 7V, the active load is disabled.

LT3697은 능동 부하를 사용하여 USB5V가 너무 높을 때 레귤레이터가 출력에서 전류를 빠지게 허용함으로써 이 문제를 해결한다. 그림 5는 능동 부하가 있는 경우와 없는 경우의 전면 페이지 응용 회로의 출력 전압을 보여준다. 능동 부하가 없는 상태에서 높은 전류에서 0까지의 부하 스텝 응답은 매우 느리며 SYS와 BST 핀 바이어스 전류에 의해 제한된다. 그러나 능동 로드가 활성화된 상태에서 출력은 신속하게 레귤레이션으로 되돌아간다.

Interfacing with a USB Switch

A USB or similar electronic switch can be tied between the LT3697 output and the point of load. To improve load regulation, tie the USB5V feedback input through RCDC to the output of the USB Switch so the USB Switch impedance is removed from the DC load response. Tie the SYS pin to the LT3697 side of the USB Switch input. The SYS pin regulates to a maximum of 6.1V, so the USB Switch should be chosen accordingly.

USB또는 유사한 전자스위치는 LT3697출력과 부하지점 사이에 연결할수 있다 부하 레귤레이션을 향상시키려면 RCDC를 통해 USB5V피드백 입력을 USB스위치의 출력에 연결하고 USB스위치의 임피던스가 DC부하 응답에서 제거되도록한다SYS 핀을 USB 스위치 입력의 LT3697쪽에 연결해야한다.SYS 핀은 최대 6.1V로 조절되므로 USB 스위치를 적절히 선택해야한다

The LT3697 has output current limit. Many USB Switches implement current limit as well. For well controlled and predicable behavior, ensure that only one chip sets the output current limit, and the other chip has current limit that exceeds the desired current limits over all operating conditions.

LT3697에는 출력 전류 제한이있다. 많은 USB 스위치는 전류 제한도 구현한다 잘 제어되고 예측 가능한 동작을 위해서는 단 하나의 칩 만 출력 전류 제한을 설정하고 다른 칩은 모든 동작 조건에 대해 원하는 전류 제한을 초과하는 전류 제한을 갖는지 확인해야한다.

TheLT3697hasmanyofthe featuresofUSBSwitches such as programmable output current limit, filtered overcurrent fault reporting and on/off functionality. In addition, unlike many USB switches, the LT3697 output survives shorts to 20V, enhancing system robustness. In many cases, a USB Switch therefore is not necessary and the LT3697 can provide both the functionality of a voltage regulator and a USB Switch

LT3697은 프로그래밍 가능한 출력 전류 제한,필터링된 과전류 오류보고와 온/오프 기능과 같은 USB스위치의 많은 기능을 갖추고 있다.또한 많은 USB스위치와는 달리 LT3697의 출력은 20V까지의 단락(쇼트)을 견디고 시스템의 견고성을 강화한다. 대부분의 USB의 스위치는 필요하지 않으므로 LT3697은 전압 레귤레이터 및 USB스위치의 기능을 모두 제공할 수 있다

Using SYS as a Secondary Output

For some applications, the SYS pin can be used as a secondary voltage output in addition to the primary voltage output regulated by the USB5V pin. The SYS pin voltage varies between 5V and 6.1V depending on the load current if cable drop compensation is used on the primary output. A 3.3V low dropout regulator can be tied to SYS to provide a secondary regulated output such as to power a USB μ Controller. This SYS output will have neither cable drop compensation nor output current limit, so the load on the SYS pin should be designed to limit load current. Also, an electronic switch may be necessary to prevent an output overcurrent condition on the USB5V output from bringing down the SYS output. See the inductor selection and maximum output current discussion below to determine how much total load current can be drawn from the SYS and USB5V outputs for a given LT3697 application.

일부 응용회로의 경우 SYS핀은 USB5V핀에 의해 규정된 1차 전압 출력 외에 2차 전압출력으로 사용될수 있다 SYS핀 전압은 1차 출력에서 케이블강하보상이 사용되는 경우 부하전류에 따라 5V와 6.1V사이에서 변한다. 3.3V저전압 강하 레귤레이터를 SYS에 연결하여 USB μ 컨트롤러에 전원을 공급하는 것과 같은 2차 레귤레이트된 출력을 제공할수 있다 이 SYS출력에는 케이블 강하 보상이나 출력전류제한이 없으므로 SYS핀의 부하는 부하전류를 제한하도록 설계되어야 한다 또한 USB5V 출력의 출력 과전류 상태가 SYS 출력을 중단시키는 것을 방지하기 위해 전자 스위치가 필요할 수 있다 주어진 LT3697응용회로에 대해 SYS와 USB5V 출력으로부터 얼마나 많은 총 부하전류를 끌어낼 수 있는지 결정하려면 아래의 인덕터 선택과 최대 출력 전류 설명을 참조한다

Setting the Current Limit

In addition to regulating the output voltage, the LT3697 includes a current regulation loop for setting the average output current limit as shown in the Typical Applications section.

The LT3697 measures the voltage drop across an external current sense resistor using the ISP and ISN pins. This resistor should be connected in series with the load current after the output capacitor. The LT3697 control loop modulates the cycle-by-cycle switch current limit such that the average voltage across the ISP–ISN pins does not exceed its regulation point.

The LT3697 output current limit can be programmed by tying a resistor from R_{LIM} to ground. Program the current limit using the following equation:

LT3697은 출력전압을 조절할 뿐만 아니라 응용회로에서 섹션에서 볼 수 있듯이 평균출력전류제한을 설정하기 위한 전류 레귤레이션루프를 포함하고 있다 LT3697은 ISP와 ISN핀을 사용하여 외부 전류 감지 저항에서 전압 강하를 측정한다 이 저항은 출력 커패시터 다음의 부하전류와 직렬로 연결해야한다

LT3697은 제어 루프는 사이클별 스위치 전류제한을 변조하여 ISP-ISN핀의 평균 전압이 레귤레이션 포인트를 초과하지 않도록 한다

LT3697의 출력 전류 제한은 R_{LIM} 에서 접지로 저항을 연결하여 프로그래밍 할 수있다.다음 방정식을 사용하여 전류 제한을 프로그래밍하십시오.

$$I_{LIM} = (I_{LIM} \cdot R_{SENSE} \cdot 1.848) - 8.49$$

Where I_{LIM} is the output current limit in amps, R_{SENSE} is the resistance in $m\Omega$ tied between the ISP and ISN pins, and R_{LIM} is the resistance in $k\Omega$ tied from the R_{LIM} pin to ground

I_{LIM} 은 암페어 수로 표시된 출력 전류 제한이고, R_{SENSE} 는 ISP와 ISN 핀 사이에 연결된 저항 ($m\Omega$)이며, R_{LIM} 은 R_{LIM} 핀에서 접지로 연결된 저항 ($k\Omega$)이다

The preceding I_{LIM} equation is valid for $V_{ISP} - V_{ISN} < 60mV$. At 60mV V_{SENSE} , the internal current limit loop takes over output current regulation from the R_{LIM} pin. The maximum programmable output current is therefore found by the following equation:

위의 I_{LIM} 방정식은 $V_{ISP}-V_{ISN}<60mV$ 에 유효하다60mV V_{SENSE} 에서 내부 전류 제한 루프는 R_{LIM} 핀에서 출력 전류 레귤레이션을수행한다. 따라서 최대 프로그래밍 가능한 출력 전류는 다음 식에 의해 구해집니다 :

$$I_{LIMMAX} = 60mV / R_{SENSE}$$

The internal 11 μ A pull-up on the R_{LIM} pin allows this pin to be floated if unused, in which case the I_{LIMMAX} would be the output current limit.

The LT3697's output current limit loop cannot regulate to zero output current even if the R_{LIM} pin is grounded. R_{LIM} can program the output current down to 1/3 of the maximum value, or $V_{SENSE} = 20mV$.

R_{LIM} 핀의 내부 11 μ A 풀업은미사용시이 핀을 플로팅 할 수 있으며,이 경우 I_{LIMMAX} 는 출력 전류 제한이된다.

LT3697의 출력 전류 제한 루프는 R_{LIM} 핀이 접지되어 있어도 출력 전류를 제로로 조정할 수 없다. R_{LIM} 은 출력 전류를 최대 값의 1/3 또는 $V_{SENSE} = 20mV$ 까지 프로그래밍 할 수있다.

The LT3697's ability to regulate the output current is limited by its $t_{ON(MIN)}$. In this scenario, at very low output voltage the output current can exceed the programmed output current limit and is limited by the output overcurrent threshold of $V_{SENSE} = 70mV$. To help mitigate this effect, at low output voltage the LT3697 folds back the switching frequency to 240kHz (at $V_{SYS} = 0V$) to allow regulation at very low duty cycle. Also, above $V_{IN} = 35V$ the LT3697 stops switching. For $V_{IN} < 35V$, use the following equation to find the minimum output voltage ($V_{OUT(MIN)}$) where the LT3697 can regulate the output current limit:

출력전류를 조절하는 LT3697의 기능은 $t_{ON(MIN)}$ 에 의해 제한된다. 이 시나리오에서는 매우 낮은 출력 전압에서 출력 전류는 프로그래밍 된 출력전류 제한을 초과 할 수 있으며 $V_{SENSE}=70mV$ 의 출력 과전류 임계값에 의해 제한된다 이러한 영향을 완화하기 위해 LT3697은 낮은 출력 전압에서 스위칭 주파수를 240kHz ($V_{SYS} = 0V$)로 낮춤으로써 매우 낮은 듀티 사이클에서 레귤레이션을 허용한다. 또한 $V_{IN} = 35V$ 이상이면 LT3697은 스위칭을 정지한다. V_{IN} 이 35V 미만인 경우, 다음 방정식을 사용하여 LT3697이 출력 전류 제한을 조절할 수 있는 최소 출력 전압 ($V_{OUT(MIN)}$)을 찾는다.

$$V_{OUT(MIN)} = 240kHz \cdot t_{ON(MIN)} \cdot (V_{IN} - V_{SW} + V_D) - V_D - V_{SENSE} - V_L$$

where $t_{ON(MIN)}$ is the minimum on-time (110ns at 25°C), V_{SW} is the internal switch drop of 1.6V without BST at 2A, V_D is the Schottky catch diode forward drop, V_{SENSE} is voltage across the R_{SENSE} at the programmed output current and V_L is the resistive drop across the inductor ESR at the programmed output current. If the calculated $V_{OUT(MIN)}$ is negative or is less than the IR drop across the resistive short on the output at the programmed current limit, then the LT3697 regulates the output current limit.

여기서 $t_{ON(MIN)}$ 은 최소 온 타임 (25 ° C에서 110ns)이고, V_{SW} 는 2A에서 BST가 없는 1.6V의 내부 스위치 강하이며, V_D 는 쇼트 키 캐치 다이오드 순방향 강하이며, V_{SENSE} 는 프로그래밍 된 출력 전류 및 V_L 은 프로그래밍 된 출력 전류에서 인덕터 ESR의 저항 강하이다 계산 된 $V_{OUT(MIN)}$ 이 음의 값이거나 프로그래밍 된 전류 제한에서 출력의 저항 단락에 걸린 IR 강하보다 작 으면 LT3697은 출력 전류 제한을 조절한다.

발진주파수가 높으면 에너지가 높다 하지만 주파수가 높으면 다이오드와 트랜지스터가 제대로 작동을 못 한다 하지만 쇼트키다이오드는 악조건속에서도 동작을 제대로 할 수 있다 쇼트키다이오드=제너다이오드

Note that most of these parameters vary with respect to temperature and that high temperature is generally the worst case.

In practical applications, the resistances of the cable, inductor and sense resistor are more than adequate to allow the LT3697 to regulate to the output current limit for any input voltage. Refer to Figure 6 to see how the LT3697 responds to a short directly on the regulator output without a cable, while set to 1.2MHz switching frequency

이 매개 변수의 대부분은 온도에 따라 다르며 일반적으로 온도가 높으면 최악의 경우이다

실제 응용회로에서 케이블, 인덕터 및 감지 저항의 저항은 LT3697이 모든 입력 전압에 대한 출력 전류 제한을 조절할 수 있을만큼 충분하다. LT3697이 케이블없이 레귤레이터 출력에서 단락에 직접 응답하는 방식을 보려면 그림 6을 참조하고 1.2MHz 스위칭 주파수로 설정한다

Using RCBL as an Output Current Monitor

The primary function of the RCBL pin is to set the cable drop compensation as discussed in the cable drop compensation section earlier. However, the RCBL pin produces an output voltage that is proportional to the output load current. The RCBL pin can therefore be used as an output load monitor. The voltage on the RCBL pin obeys the following relation to USB load current:

RCBL 핀의 주요 기능은 앞서 케이블 드롭 보상 섹션에서 설명한대로 케이블 드롭 보상을 설정하는 것입니다. 그러나 RCBL 핀은 출력 부하 전류에 비례하는 출력 전압을 생성한다. 따라서 RCBL 핀을 출력 부하 모니터로 사용할 수 있습니다. RCBL 핀의 전압은 USB 부하 전류에 대한 다음의 관계를 따른다.

$$V_{CBL} = I_{LOAD} \cdot R_{SENSE} \cdot 19.8$$

This formula is valid when the LT3697 is enabled and USB5V is above 1.3V.

Since the RCBL pin current is part of the cable drop compensation control loop, excessive capacitive loading on the RCBL pin can cause USB output voltage overshoot during load steps. Keep the capacitive loading on the RCBL pin below 100pF or isolate the load capacitance with 100kΩ in series between the RCBL pin and the input it is driving as shown in Figure 7.

이 공식은 LT3697이 활성화되고 USB5V가 1.3V 이상일 때 유효하다.

RCBL 핀 전류는 케이블 방울 보정 제어 루프의 일부이므로 RCBL 핀에 과도한 용량 성 부하가 발생하면 부하 단계 중 USB 출력 전압 오버 슈트가 발생할 수 있습니다. RCBL 핀의 용량 성 부하를 100pF 미만으로 유지하거나 그림 7과 같이 RCBL 핀과 그것이 구동하는 입력 사이에 직렬로 100kΩ의 부하 커패시터를 절연시킨다.

Compensating the LT3697

The LT3697 uses current mode control to regulate the output. Three separate control loops act on the power stage in a manner such that the loop that demands the lowest switch current dominates. The first and primary control loop is a voltage loop that regulates the USB5V pin to 5V with an input current into the pin that is proportional to the output current to implement cable drop compensation. The second control loop is a voltage loop that regulates the SYS pin to 6.1V. The SYS pin control loop typically does not dominate unless too much cable drop compensation is used or if there is a fault that shorts USB5V to ground. The last control loop is the output current loop that regulates V_{SENSE} ($V_{ISP} - V_{ISN}$) to the lesser of 60mV or the threshold programmed by RLIM. Again, the output current control loop typically does not dominate unless there is a fault condition like a short to ground on the output. Frequency compensation determines the stability and transient performance. Care must be taken to ensure that frequency compensation choices result in good performance of all three control loops.

LT3697은 전류 모드 제어를 사용하여 출력을 조절한다.

가장 낮은 스위치 전류를 요구하는 루프가 지배적 인 방식으로 3 단계의 제어 루프가 전력 단에서 작동합니다. 첫 번째와 기본 제어 루프는 USB5V 핀을 5V로 조절하는 전압 루프에서 출력 전류에 비례하는 입력 전류를 핀에 공급하고, 케이블 손실 보상을 제공합니다. 두 번째 제어 루프는 SYS 핀을 6.1V로 레귤레이트하는 전압 루프이다. SYS 핀 제어 루프는 케이블 강하 보상이 지나치게 많거나 USB5V를 그라운드 단락시키는 결함이 있는 경우를 제외하고 일반적으로 지배하지 않는다. 마지막 제어 루프는 V_{SENSE} ($V_{ISP} - V_{ISN}$)를 60mV 중 작은 값 또는 RLIM에 의해 프로그래밍 된 임계 값으로 조정하는 출력 전류 루프이다.

Frequency compensation is provided by the components tied to the VC pin, by the output capacitors and by the components tied to the USB5V pin. Designing a compensation network is a bit complicated and the best values depend on the application and in particular the type of output capacitors. A practical approach is to start with one of the circuits in this data sheet that is similar to your application and tune the compensation network to optimize the performance. Stability should be checked across all operating conditions, including load current, input voltage, and temperature. The LT1375 data sheet contains a more thorough discussion of loop compensations and describes how to test stability using a transient load. Contact Linear Technology Corp for help compensating the LT3697 if your application circuit is significantly different than those shown in this datasheet.

주파수 보상은 VC 핀에 연결된 구성 요소, 출력 커패시터 및 USB5V 핀에 연결된 구성 요소에 의해 제공 됩니다. 보상 회로를 설계하는 것은 다소 복잡하며 최상의 값은 응용 회로와 특히 출력 커패시터의 유형에 따라 달라집니다. 실용적인 접근법은 너의 응용 회로와 유사한 데이터 시트의 회로 중 하나를 사용하여 시작하고 보상 회로를 조율하여 성능을 가장 좋게 만드는 것이다. 부하 전류, 입력 전압 및 온도를 포함한 모든 작동 조건에서 안정성을 검사해야 한다. LT1375 데이터 시트에는 루프 보상에 대한 보다 자세한 설명이 포함되어 있고 과도 부하를 사용하여 테스트하는 방법에 대해 설명한다. 너의 응용 회로가 이 데이터 시트에 표시된 회로와 크게 다른 경우 LT3697을 보정하는 데 도움이 필요하다면 Linear Technology Corp에 문의하십시오.

Setting the Switching Frequency

The LT3697 uses a constant frequency PWM architecture that can be programmed to switch from 300kHz to 2.2MHz by using a resistor tied from the RT pin to ground. A table showing the necessary R_T value for a desired switching frequency is in Table 3.

LT3697은 RT 핀에서 그라운드로 연결된 저항을 사용하여 300kHz에서 2.2MHz로 전환하도록 프로그래밍할 수 있는 고정 주파수 PWM 아키텍처를 사용한다. 원하는 스위칭 주파수에 필요한 R_T 값을 보여주는 표는 표 3에 나와있다.

R_T can also be found for desired switching frequency using the following formula where f is in MHz:

R_T 는 다음 식을 사용하여 원하는 스위칭 주파수에 대해서도 찾아 볼 수 있다. 여기서, f 는 MHz이다.

$$R_T = (63.4k / f - 0.164) - 12.4k$$

Operating Frequency Trade-Offs

Selection of the operating frequency is a trade-off between efficiency, component size, minimum dropout voltage, and maximum input voltage. The advantage of high frequency operation is that smaller inductor and capacitor values may be used. The disadvantages are lower efficiency, and lower maximum input voltage. The highest acceptable switching frequency ($f_{SW(MAX)}$) for a given application can be calculated as follows:

동작 주파수의 선택은 효율, 부품 크기, 최소강하전압 과 최대 입력 전압 간의 절충안이다. 고주파 동작의 장점은 더 작은 인덕터와 커패시터 값을 사용할 수 있다는 것이다. 단점은 효율이 낮고 최대 입력 전압이 낮다는 것이다. 주어진 애플리케이션에 대해 허용 가능한 최대 스위칭 주파수 ($f_{SW(MAX)}$)는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$f_{SW(MAX)} = (V_{SYS} + V_D) / t_{ON(MIN)} \cdot (V_{IN} - V_{SW} + V_D)$$

where V_{IN} is the typical input voltage, V_D is the catch diode drop ($\sim 0.5V$), and V_{SW} is the internal switch drop ($\sim 0.4V$ at max load). V_{SYS} can vary between 5V and 6.1V depending on if cable drop compensation is used and how USB5V is tied to SYS. This equation shows that slower switching frequency is necessary to safely accommodate high V_{IN} . This is due to the limitation on the LT3697's minimum on-time. The minimum on-time is a strong function of temperature. Use the typical minimum on-time curve to design for an application's maximum temperature, while adding about 30% for part-to-part variation. The minimum duty cycle that can be achieved taking the minimum on time into account is:

여기서 V_{IN} 은 일반적인 입력 전압, V_D 는 캐치 다이오드 강하 ($\sim 0.5V$), V_{SW} 는 내부 스위치 강하 (최대 부하에서 $\sim 0.4V$)이다. V_{SYS} 는 케이블 드롭 보상이 사용되는지 여부와 USB5V가 SYS에 연결된 방식에 따라 5V와 6.1V 사이에서 달라질 수 있다. 이 방정식은 높은 V_{IN} 을 안전하게 수용하기 위해서는 느린 스위칭 주파수가 필요하다는 것을 보여준다. 이는 LT3697의 최소 온 타임 제한으로 인한 것이다. 최소 온 타임은 온도의 강한 기능이다. 응용회로의 최고 온도를 설계하려면 표준 최소 온 타임 커브(곡선)를 사용하여 부품 간의 변동에는 약 30 %를 추가한다. 최소한의 시간을 고려하여 달성 할 수 있는 최소 듀티 사이클은 다음과 같습니다

$$DC_{MIN} = f_{SW} \cdot t_{ON(MIN)}$$

where f_{SW} is the switching frequency and $t_{ON(MIN)}$ is the minimum switch on-time. A good choice of switching frequency should allow adequate input voltage range (see next two sections) and keep the inductor and capacitor values small.

여기서 f_{SW} 는 스위칭 주파수이며, $t_{ON(MIN)}$ 은 최소 스위치 온 타임입니다. 스위칭 주파수의 좋은 선택은 적절한 입력 전압 범위 (다음 두 섹션 참조)를 허용하고 인덕터와 커패시터 값을 작게 유지해야 한다.

Maximum Input Voltage Range

The LT3697 can operate from input voltages of up to 35V and withstand voltages up to 60V. Note that while V_{IN} is above ~37V the part will keep the switch off and the output will not be in regulation. Often the highest allowed V_{IN} during normal operation ($V_{IN(OP-MAX)}$) is limited by the minimum duty cycle rather than the absolute maximum ratings of the V_{IN} pin. It can be calculated using the following equation:

LT3697은 최대 35V의 입력 전압과 최대 60V의 전압에서 견딜때 작동 할 수있다. V_{IN} 이 ~ 37V 이상이면 이 부분은 스위치를 오프 상태로 유지하고 출력은 조절되지 않을 것이다. 종종 정상 작동 ($V_{IN(OP-MAX)}$)에서 허용되는 최대 V_{IN} 은 V_{IN} 핀 절대 최대 정격이 아닌 최소 듀티 사이클에 의해 제한된다.

$$V_{IN(OP-MAX)} = \{(V_{SYS} + V_D) / f_{SW} \cdot t_{ON(MIN)}\} - V_D + V_{SW}$$

where V_D is the catch diode drop and V_{SW} is the internal switch drop. V_{SYS} can vary between 5V and 6.1V depending on if cable drop compensation is used and how USB5V is tied to SYS. A lower switching frequency can be used to extend normal operation to higher input voltages.

여기서 V_D 는 캐치 다이오드 강하이고 V_{SW} 는 내부 스위치 강하입니다. V_{SYS} 는 케이블 드롭 보상이 사용되는지 여부와 USB5V가 SYS에 연결된 방식에 따라 5V와 6.1V 사이에서 달라질 수 있습니다. 스위칭 주파수를 낮추면 정상 동작을보다 높은 입력 전압으로 확장 할 수있다.

The circuit will tolerate inputs above the maximum operating input voltage and up to the absolute maximum ratings of the V_{IN} and BOOST pins, regardless of chosen switching frequency. However, during such transients where V_{IN} is higher than $V_{IN(OP-MAX)}$, the LT3697 will enter pulse-skipping operation where some switching pulses are skipped to maintain output regulation. The output voltage ripple and inductor current ripple will be higher than in typical operation. Do not overload the output when V_{IN} is greater than $V_{IN(OP-MAX)}$, unless the ISP and ISN pins are connected such as to limit the output current.

이 회로는 선택된 스위칭 주파수에 관계없이 최대 동작 입력 전압을 초과하여 V_{IN} 핀과 BOOST 핀의 절대 최대 정격까지의 입력을 허용한다. 그러나 V_{IN} 이 $V_{IN(OP-MAX)}$ 보다 높은 과도 현상이 발생하면 LT3697은 출력 레귤레이션을유지하기위해서 일부 스위칭 펄스를 스킵하는 펄스스킵동작에 들어간다. 출력 전류를 제한하는 등의 ISP 핀과 ISN 핀이 연결되어 있지 않으면 V_{IN} 이 $V_{IN(OP-MAX)}$ 보다 큰 경우에는 출력에 과부하를주지 마십시오.

Minimum Input Voltage Range

The minimum input voltage for full frequency operation is determined by either the LT3697's maximum duty cycle or the enforced minimum dropout voltage. See the Typical Performance Characteristics section for the minimum input voltage across load.

전체 주파수 동작을위한 최소 입력 전압은 LT3697의 최대 듀티 사이클 또는 강제 최소 강하 전압에 의해 결정된다. 부하에서 최소 입력 전압에 대해서는 표준 성능 특성 절을 참조하십시오.

The LT3697 will continue to switch and pull the output as high as possible down to its minimum operating voltage of 4.5V. The duty cycle is the fraction of time that the internal switch is on during a clock cycle. Unlike many fixed frequency regulators, the LT3697 can extend its duty cycle by remaining on for multiple clock cycles. The LT3697 will not switch off at the end of each clock cycle if there is sufficient voltage across the boost capacitor (C_{BST} in the Block Diagram). Eventually, the voltage on the boost capacitor falls and requires refreshing. When this occurs, the switch will turn off, allowing the inductor current to recharge the boost capacitor.

LT3697은 4.5V의 최소 동작 전압까지 가능한 한 높은 출력에 이르기까지 스위칭과 풀링을 계속할 것이다. 듀티 사이클은 클럭 사이클 동안 내부 스위치가 켜져있는 시간의 분수(부분)이다. 많은 고정 주파수 레귤레이터와 달리, LT3697은 다중클럭 사이클 동안 온 상태를 유지함으로써 듀티 사이클을 연장 할 수 있다. 부스트커패시터(블록 다이어그램의 C_{BST})에 충분한 전압이있는 경우, LT3697는 각 클럭 사이클의 끝에서 스위치 오프하지 않는다. 결국 부스트커패시터의 전압이 떨어지며 재충전이 필요합니다. 이것이 발생하면 스위치가 꺼지고 인덕터 전류가 부스트커패시터를다시 충전 할 수 있다.

At low V_{IN} , the LT3697 regulates the SYS voltage such that it stays 600mV below V_{IN} . This enforced minimum dropout voltage is due to reasons that are covered in the next section. This places a limitation on the minimum input voltage as follows:

낮은 V_{IN} 에서 LT3697은 SYS 전압을 조절하여 V_{IN} 보다 600mV 낮게 유지한다. 이렇게 최소 전압을 강제로 낮추는 것 다음 섹션에서 설명하는 이유 때문이다. 그러면 다음과 같이 최소 입력 전압이 제한됩니다

$$V_{IN(MIN)} = V_{SYS} + V_{DROPOUT(MIN)}$$

where $V_{DROPOUT(MIN)}$ is the minimum dropout voltage of 600mV. V_{SYS} can vary between 5V and 6.1V depending on if cable drop compensation is used and how USB5V is tied to SYS.

여기서 $V_{DROPOUT(MIN)}$ 은 600mV의 최소 드롭 아웃 전압이다. V_{SYS} 는 케이블 드롭 보상이 사용되는지 여부와 USB5V가 SYS에 연결된 방식에 따라 5V와 6.1V 사이에서 달라질 수 있다.

Minimum Dropout Voltage

To achieve a low dropout voltage, the internal power switch must always be able to fully saturate. This means that the boost capacitor, which provides a base drive higher than V_{IN} , must always be able to charge up when the part starts up and then must also stay charged during all operating conditions.

낮은 전압 강하를 만들려면 내부 전원 스위치를 항상 완전히 포화해야만한다. 즉, V_{IN} 보다 높은 기본 드라이브를 제공하는 부스트커패시터는 부품이 시작될 때 항상 충전 할 수 있어야하며 모든 작동 조건에서 충전 상태를 유지해야한다..

During start-up, if there is insufficient inductor current such as during light load situations, the boost capacitor will be unable to charge. When the LT3697 detects that the boost capacitor is not charged, it activates a 200mA (typical) load on the SYS pin. If the SYS pin is connected to the output, the extra load will increase the inductor current enough to sufficiently charge the boost capacitor. When the boost capacitor is charged, the current source turns off, and the part may re-enter Burst Mode operation.

시동(시작할때)중에 가벼운 부하상황과 같이 인덕터 전력이 충분하지 않으면 부스트커패시터가 충전되지 않는다 LT3697은 부스트커패시터가 충전되지 않았음을 감지하면 SYS핀에서 200mA(표준)부하를 활성화한다 SYS 핀이 출력(output)에 연결되면 추가 부하는 부스트커패시터를 충분히 충전 할 수있을만큼 인덕터 전류를 증가시킨다.

To keep the boost capacitor charged regardless of load during dropout conditions, a minimum dropout voltage is enforced. When the SYS pin is tied to the output, the LT3697 regulates the output such that:

드롭 아웃 상태에서 부하에 관계없이 부스트커패시터를 충전 계속하려면 최소 드롭 아웃 전압이 적용된다. SYS 핀이 출력에 연결되면 LT3697은 다음과 같은 출력을 조절한다.

$$V_{IN} - V_{SYS} > V_{DROPOUT(MIN)}$$

where $V_{DROPOUT(MIN)}$ is 600mV. The 600mV dropout voltage limits the duty cycle and forces the switch to turn off regularly to charge the boost capacitor. Since sufficient voltage across the boost capacitor is maintained, the switch is allowed to fully saturate and the internal switch drop stays low for good dropout performance. Figure 8 shows the overall V_{IN} to V_{OUT} performances during start-up and dropout conditions.

여기서 $V_{DROPOUT(MIN)}$ 은 600mV입니다. 600mV 드롭 아웃 전압은 듀티 사이클을 제한하고 부스트커패시터를 충전하기 위해 규칙적으로 스위치를 강제로 꺼야한다. 부스트커패시터 양단의 충분한 전압이 유지되므로 스위치가 완전히 포화 될 수 있으며 내부 스위치 드롭은 양호한 전압 강하 성능을 위해 낮게 유지됩니다. 그림 8은 시동과 드롭 아웃 조건에서 V_{IN} 에서 V_{OUT} 전반적인 성능을 보여준다.

여기서 스위치는 스위칭이라는 뜻으로 생각하면 된다(내부적으로 온오프해주는 것) 예를 들어 7805에 인풋, 그라운드, 아웃풋으로 구성되어있고 내부에 커패시터가 있다 내부 스위치 2개 중 왼쪽 스위치가 꺼지고 오른쪽 스위치가 꺼지면 충전 반대는 방전이다

Inductor Selection and Maximum Output Current

For a given input and output voltage, the inductor value and switching frequency will determine the ripple current. The ripple current increases with higher V_{IN} or V_{OUT} and decreases with higher inductance and faster switching frequency. A good first choice for the inductor value is:

주어진 입력과 출력전압에 대해 인덕터값과 스위칭 주파수는 리플 전류를 결정한다. 리플전류는 V_{IN} 또는 V_{OUT} 이 높을수록 증가하며 인덕턴스가 높고 스위칭 주파수가 빠를수록 감소한다. 인덕터 값의 첫번째 좋은 선택은 다음과 같다

$$L = (V_{SYS} + V_D) / 1.5 \cdot f_{sw}$$

리플:덜덜떠는거

오실레이터나 커패시터나 인덕터 때문에 전류가 덜덜 떠다(전류의 흐름도 바뀔수도 있다) 예를들어 코사인 신호가 들어오는데 커패시터 때문에 미분(커패시터에 흐르는 전압은 dt/dv)을 해주면 싸인신호로 바뀐다. 이러면 90도 뒤쳐지게 되는데 이것 때문에 전류가 덜덜떨면서 불안정해진다. 이러한 현상을 인덕터값과 스위칭 주파수로 결정한다는 뜻이다. 리플은 교류신호일때만 발생한다. 그리고 상대적으로 커패시터는 안정적이고 인덕터가 불안정적이다. 그래서 리플은 커패시터보다 인덕터 때문에 많이 발생해서 위 글은 인덕터로 리플을 조절한다 라고 나와있다

where f_{sw} is the switching frequency in MHz, V_{SYS} is the SYS pin voltage, V_D is the catch diode drop ($\sim 0.5V$) and L is the inductor value in μH .

여기서 f_{sw} 는 MHz 단위의 스위칭 주파수이고, V_{SYS} 는 SYS 핀 전압이며, V_D 는 캐치 다이오드 강하 ($\sim 0.5V$)이고 L 의 인덕터값은 μH 이다.

The inductor's RMS current rating must be greater than the maximum load current and its saturation current should be about 30% higher. For robust operation in fault conditions (start-up or short circuit) and high input voltage ($> 30V$), the saturation current should be above 7A. To keep the efficiency high, the series resistance (DCR) should be less than 0.1Ω , and the core material should be intended for high frequency applications. Table 4 lists several inductor vendors.

인덕터의 RMS 정격 전류는 최대 부하 전류보다 커야하며 포화 전류는 약 30% 이상 높아야 한다. 오류 조건(시동 또는 단락) 및 높은 입력 전압 ($> 30V$)에서 견고한 작동을 위해 포화 전류는 7A 이상이어야 합니다. 효율을 높게 유지하기 위해서 직렬 저항(DCR)은 0.1Ω 보다 작아야 하며 핵심 재료는 고주파 응용 회로용으로 설계해야 한다. 표 4에는 여러 인덕터 공급업체가 나와 있다

The inductor value must be sufficient to supply the desired maximum output current ($I_{OUT(MAX)}$), which is a function of the switch current limit (I_{LIM}) and the ripple current.

인덕터의 값은 스위치 전류 제한 (I_{LIM})의 함수와 리플 전류이며, 원하는 최대 출력 전류 ($I_{OUT(MAX)}$)를 공급하기에 충분해야 한다.

$$I_{OUT(MAX)} = I_{LIM} - (\Delta I / 2)$$

The LT3697 limits its peak switch current in order to protect itself and the system from overload faults. The LT3697's switch current limit (I_{LIM}) is 5.3A at low duty cycles and decreases linearly to 4A at $DC = 0.8$.

LT3697은 과부하 오류로부터 자체와 시스템을 보호하기 위해 최대 스위치 전류를 제한한다. LT3697의 스위치 전류 제한(I_{LIM})은 낮은 듀티 사이클에서 5.3A이며 $DC = 0.8$ 에서 4A로 선형 감소한다.

When the switch is off, the potential across the inductor is the output voltage plus the catch diode drop. This gives the peak-to-peak ripple current in the inductor:

스위치가 꺼지면 인덕터 양단의 전위는 출력 전압과 캐치 다이오드 전압강하를 더한값이 된다 그러면 인덕터에서 피크 - 피크 리플 전류가 발생합니다.

$$\Delta I_L = \{(1-DC) \cdot (V_{SYS} + V_D)\} / L \cdot f_{sw}$$

피크투피크 :리플의제일낮은부분과제일높은 부분

where f_{sw} is the switching frequency of the LT3697, DC is the duty cycle and L is the value of the inductor. Therefore, the maximum output current that the LT3697 will deliver depends on the switch current limit, the inductor value, and the input and output voltages. The inductor value may have to be increased if the inductor ripple current does not allow sufficient maximum output current ($I_{OUT(MAX)}$) given the switching frequency and maximum input voltage used in the desired application.

여기서 f_{sw} 는 LT3697의 스위칭 주파수이고, DC는 듀티 사이클이고 L은 인덕터의 값이다. 따라서 LT3697이 공급하는 최대 출력 전류는 스위치 전류 제한, 인덕터 값 및 입력 전압과 출력 전압에 따라 달라집니다. 인덕터리플 전류가 원하는 애플리케이션에서 사용되는 스위칭 주파수와 최대 입력 전압을 고려할 때 충분한 최대 출력 전류 ($I_{OUT(MAX)}$)를 허용하지 않으면 인덕터 값을 증가시켜야 할 수 있다.

The optimum inductor for a given application may differ from the one indicated by this simple design guide. A larger value inductor provides a higher maximum load current and reduces the output voltage ripple. If your load is lower than the maximum load current, then you can relax the value of the inductor and operate with higher ripple current. This allows you to use a physically smaller inductor, or one with a lower DCR resulting in higher efficiency. Be aware that if the inductance differs from the simple rule above, then the maximum load current will depend on the input voltage. In addition, low inductance may result in discontinuous mode operation, which further reduces maximum load current. For discussion regarding maximum output current and discontinuous operation, see Linear Technology's Application Note 44. Additionally, for duty cycles greater than 50% ($V_{OUT}/V_{IN} > 0.5$), a minimum inductance is required to avoid subharmonic oscillations, see Application Note 19.

주어진 애플리케이션을 위한 최적의 인덕터는 이 단순한 설계 가이드에서 제시한 인덕터와 다를 수 있다. 값이 더 큰 인덕터는 더 높은 최대 부하 전류를 제공하고 출력 전압 리플을 감소시킨다. 부하가 최대 부하 전류보다 낮으면 인덕터 값을 완화하고 높은 리플 전류로 작동할 수 있다. 이를 통해 물리적으로 작은 인덕터를 사용하거나 낮은 DCR을 사용하여 높은 효율을 얻을 수 있다. 인덕턴스가 인덕턴스가 위의 단순한 규칙과 다른 경우 최대 부하 전류는 입력 전압에 따라 달라진다는 점에 유의해야 한다. 또한 인덕턴스가 낮으면 불연속 모드 동작이 발생하여 최대 부하 전류가 더 감소될 수 있다. 최대 출력 전류와 불연속 동작에 대한 설명은 Linear Technology의 애플리케이션 노트 44를 참조하라. 또한 50% 이상의 듀티 사이클 ($V_{OUT} / V_{IN} > 0.5$)에서 저조파 발진을 피하려면 최소 인덕턴스가 필요하다. 애플리케이션 노트 19를 참조하라.

One approach to choosing the inductor is to start with the simple rule given above, look at the available inductors, and choose one to meet cost or space goals. Then use the equations above to check that the LT3697 will be able to deliver the required output current. Note again that these equations assume that the inductor current is continuous. Discontinuous operation occurs when I_{OUT} is less than:

인덕터를 선택하는 하나의 방법은 위의 간단한 규칙부터 시작해서 사용 가능한 인덕터를 보고, 비용 또는 공간의 목표를 달성할 인덕터를 선택해야 한다. 그런 다음 위의 방정식을 사용하여 LT3697이 필요한 출력 전류를 제공할 수 있는지 확인해야 한다. 이 방정식은 인덕터 전류가 연속적이라고 가정하고 다시 한번 확인해야 한다. 불연속 동작은 I_{OUT} 이 다음보다 작을 때 발생한다

$$\Delta I_L / 2$$

Input Capacitor

Bypass the input of the LT3697 circuit with a ceramic capacitor of X7R or X5R type. Y5V types have poor performance over temperature and applied voltage, and should not be used. A $4.7\mu\text{F}$ to $10\mu\text{F}$ ceramic capacitor is adequate to bypass the LT3697 and will easily handle the ripple current. Note that larger input capacitance is required when a lower switching frequency is used (due to longer on times). If the input power source has high impedance, or there is significant inductance due to long wires or cables, additional bulk capacitance may be necessary. This can be provided with a low performance electrolytic capacitor

LT3697 회로의 입력을 X7R 또는 X5R 종류의 세라믹 커패시터로 우회한다. Y5V 유형은 온도와 인가전압에 따라 성능이 떨어 지므로 사용하지 않아야한다. LT3697을 우회하는 데는 $4.7\mu\text{F}$ ~ $10\mu\text{F}$ 의 세라믹 커패시터가 적당하며 리플 전류를 쉽게 처리 할 수있다. 낮은 스위칭 주파수가 사용될 때 (입력 시간이 길어짐에 따라) 더 큰 입력 커패시턴스가 필요하다. 입력 전원이 높은 임피던스를 갖거나 긴전선이나 케이블로 인하여 상당한 인덕턴스가 있는 경우 추가적으로 크기가 큰 커패시턴스가 필요할 수 있다. 이는 저 성능 전해 커패시터와 함께 제공될수 있다

Step-down regulators draw current from the input supply in pulses with very fast rise and fall times. The input capacitor is required to reduce the resulting voltage ripple at the LT3697 input and to force this very high frequency switching current into a tight local loop, minimizing EMI. A $4.7\mu\text{F}$ capacitor is capable of this task, but only if it is placed close to the LT3697 (see the PCB Layout section). A second precaution regarding the ceramic input capacitor concerns the maximum input voltage rating of the LT3697. A ceramic input capacitor combined with trace or cable inductance forms a high quality (under damped) tank circuit. If the LT3697 circuit is plugged into a live supply, the input voltage can ring to twice its nominal value, possibly exceeding the LT3697's voltage rating. If the input supply is poorly controlled or the user will be plugging the LT3697 into an energized supply, the input network should be designed to prevent this overshoot. See Linear Technology Application Note 88 for a complete discussion.

스텝 다운 레귤레이터는 입력 공급으로부터 매우 빠른 상승과 하강 펄스를 통해 전류를 끌어낸다. 입력 커패시터는 LT3697 입력에서 결과로 발생하는 전압 리플을 줄이고 매우 높은 주파수의 스위칭 전류를 엄격한 로컬 루프로 보내 EMI를 최소화하는 데 필요하다. $4.7\mu\text{F}$ 커패시터는 이 작업을 수행 할 수 있지만 무조건 LT3697 가까이 배치해야한다 (PCB 레이아웃 섹션 참조). 세라믹 입력 커패시터에 관한 두 번째 주의점은 LT3697의 최대 입력 전압 정격과 관련이있다. 트레이스 또는 케이블 인덕턴스와 결합된 세라믹 입력 커패시터는 고품질(under damped) tank circuit 를 형성한다. LT3697회로가 유효한 전원에 연결되어 있는 경우 입력전압은 LT3697의 정격 전압을 초과 할 가능성이있는 공칭 값을 두 배로 올릴 수 있습니다. 입력 서플라이가 제대로 제어되지 않거나 사용자가 LT3697을 전원 공급 장치에 연결하면 입력 네트워크가 이러한 오버 슈트를 방지하도록 설계되어야한다. 전체 설명은 Linear Technology Application Note 88을 참조한다.

Output Capacitor and Output Ripple

The LT3697 output capacitors include C_{OUT} tied to the inductor and to the ISP side of R_{SENSE} and C_{BUS} tied to the regulator output and the ISN side of R_{SENSE} . These output capacitors have two essential functions. Along with the inductor, they filter the square wave generated by the LT3697 to produce the DC output. In particular, C_{OUT} determines the output ripple, so low impedance (at the switching frequency) is important. The second function is to store energy in order to satisfy transient loads and stabilize the LT3697's control loop.

LT3697 출력 커패시터는 인덕터에 연결된 C_{OUT} 를 포함하여 R_{SENSE} 의 ISP측과 C_{BUS} 의 레귤레이터 출력과 R_{SENSE} 의 ISN 측에 연결된다. 이 출력 커패시터에는 두가지 필수 기능이 있다 인덕터와 함께 함께 LT3697에서 생성 된 구형파를 필터링하여 DC 출력을 생성한다. 특히 C_{OUT} 은 출력 리플을 결정하므로 낮은 임피던스 (스위칭 주파수에서)가 중요합니다. 두 번째 기능은 과도 부하를 충족시키고 LT3697의 제어 루프를 안정화하기 위해 에너지를 저장하는 것이다.

C_{BUS} serves some additional purposes. It helps to stabilize the output current limit loop. To this end, C_{BUS} must satisfy the following relationship:

C_{BUS}는 몇 가지 추가적인 목적을 제공합니다. 출력 전류 제한 루프를 안정화시키는 데 도움이 됩니다. 이를 위해 C_{BUS}는 다음과 같은 관계를 만족시켜야 합니다.

$$C_{BUS} \geq C_{OUT}$$

C_{BUS} also helps provide the minimum 120μF bypassing required for the V_{BUS} rail as specified by the USB 2.0 standard document.

C_{BUS}는 또한 USB 2.0 표준 문서에 규정되어있는 V_{BUS} 레일에 필요한 최소 120μF 우회를 제공합니다.

Ceramic capacitors have very low equivalent series resistance (ESR) and provide the best ripple performance. A good starting value for C_{OUT} is 47μF in 1206 or 1210 case size. Use X5R or X7R types. A good starting value for C_{BUS} is 100μF. Since C_{BUS} is only tied to the inductor through R_{SENSE}, the ESR rating of C_{BUS} is less critical and high density tantalum or electrolytic capacitor types may be used.

세라믹 커패시터는 매우 낮은 등가 직렬 저항 (ESR)을 가지며 최상의 리플 성능을 제공한다. C_{OUT}에 대한 좋은 시작 값은 1206 또는 1210 케이스 크기에서 47μF입니다. X5R 또는 X7R 유형을 사용하십시오. C_{BUS}의 초기 값은 100μF이다. C_{BUS}는 R_{SENSE}를 통해 인덕터에만 연결되므로 C_{BUS}의 ESR 등급은 덜 중요하며 고밀도 탄탈륨 또는 전해 콘덴서 유형을 사용할 수 있다.

When choosing a capacitor, look carefully through the data sheet to find out what the actual capacitance is under operating conditions (applied voltage and temperature). A physically larger capacitor or one with a higher voltage rating may be required. Table 5 lists several capacitor vendors.

커패시터를 선택할 때 데이터 시트를 주의 깊게 살펴보고 실제 커패시턴스가 작동조건(인가전압 및 온도) 미만인지 확인해야 한다. 물리적으로 더 큰 콘덴서 또는 더 높은 정격 전압이 필요한 콘덴서가 필요할 수 있습니다. 표 5에는 여러 커패시터 공급 업체가 나와 있다.

Catch Diode Selection

The catch diode (D_{CATCH} from the Block Diagram) conducts current only during the switch off time.

Average forward current in normal operation can be calculated from:

캐치 다이오드 (블록 다이어그램의 D_{CATCH})는 스위치 오프 시간 동안에 만 전류를 흐르게 한다. 정상 작동 시의 평균 순방향 전류는 다음으로부터 계산할 수 있다.

$$I_{D(AVG)} = I_{OUT} \cdot (V_{IN} - V_{SYS}) / V_{IN}$$

where I_{OUT} is the output load current. The current rating of the diode should be selected to be greater than or equal to the application's output load current, so that the diode is robust for a wide input voltage range. The voltage rating of the diode is equal to the maximum regulator input voltage while switching, 37V or less. Use a 3A, 40V Schottky diode. Do not use a 60V diode due to the high resistive voltage drop.

여기서 I_{OUT}은 출력 부하 전류이다. 다이오드의 정격전류는 응용회로의 출력부하 전류보다 크거나 같아야 하므로 다이오드가 넓은 입력 전압 범위에 대해 견고해야 한다. 다이오드의 정격 전압은 스위칭시 37V 이하의 최대 레귤레이터 입력전압과 같다. 3A, 40V 쇼트 키 다이오드를 사용하십시오. 높은 저항 전압 강하로 인해 60V 다이오드를 사용할 수 없다.

BST and SYS Pin Considerations

Capacitor C_{BST} and Schottky diode D_{BST} (see the Block Diagram) are used to generate a boost voltage that is higher than the input voltage to drive the internal NPN power switch. In most cases a $0.47\mu F$ capacitor will work well for C_{BST} . For switching frequency below 500kHz, use $1\mu F$. The BST pin must be more than 1.8V above the SW pin for best efficiency and more than 2.6V above the SW pin to allow the LT3697 to skip off times to achieve very high duty cycles. With the SYS pin connected to the output, a 180mA active load will charge the boost capacitor during light load start-up and an enforced 600mV minimum dropout voltage will keep the boost capacitor charged across operating conditions (see Minimum Dropout Voltage section).

커패시터 C_{BST} 및 쇼트 키 다이오드 D_{BST} (블록 다이어그램 참조)는 입력 전압보다 높은 부스트 전압을 생성하여 내부 NPN 전원 스위치를 구동하는 데 사용된다. 대부분의 경우 $0.47\mu F$ 커패시터가 C_{BST} 에 적합하다. 스위칭 주파수가 500kHz 미만이면 $1\mu F$ 를 사용하십시오. 최상의 효율성을 위해서는 BST 핀이 SW 핀 위에 1.8V 이상 이어야하고 SW 핀보다 2.6V 이상 높아야 LT3697이 매우 높은 듀티 사이클을 달성하기 위해 시간을 건너 뛸 수 있어야한다. SYS 핀이 출력에 연결되면, 180mA 액티브 부하는 경부 하 시동시 부스트 캐패시터를 충전 할 것이고, 강제적 인 600mV의 최소 드롭 아웃 전압은 동작 조건에서 부스트 캐패시터를 충전 상태로 유지할 것이다 (최소 드롭 아웃 전압 섹션 참조).

Enable

The LT3697 is in shutdown with $I_{VIN} < 1\mu A$ when the EN pin is low and active when the pin is high. The enable threshold is about 1.5V. The EN pin can be tied to VIN if the shutdown feature is not used. The EN pin current depends on the EN pin voltage for $V_{EN} < 12V$ and reaches about $30\mu A$ at 12V.

LT3697의 EN핀이 로우이고 핀이 하이로 활성화될 때 셧다운된다 비활성화 임계값은 약 1.5V이다 셧다운 기능을 사용하지 않으면 EN 핀을 VIN에 연결할 수있다. EN 핀 전류는 $V_{EN} < 12V$ 인 경우 EN 핀 전압에 따라 달라지며 12V에서 약 $30\mu A$ 에 도달한다.

Synchronization

To select low ripple Burst Mode operation, tie the SYNC pin below 0.3V (this can be ground or a logic output). Synchronizing the LT3697 oscillator to an external frequency can be done by connecting a square wave (with on and off time greater than 50ns) to the SYNC pin. The square wave amplitude should have valleys that are below 0.4V and peaks above 1V (up to 6V).

낮은 리플 버스트 모드 동작을 선택하려면 SYNC 핀을 0.3V 미만으로 연결한다 (이것은 접지 또는 로직 출력 일 수있다). LT3697 발진기를 외부 주파수와 동기화하려면 구형파 (50ns 이상의 온 / 오프 시간 포함)를 SYNC 핀에 연결하여 수행 할 수있다. 구형파 진폭은 0.4V 이하의 valleys 과 1V 이상의 정점 (최대 6V)을 가져야합니다.

The LT3697 will skip pulses at low output loads while synchronized to an external clock to maintain regulation. At very light loads, the part will go to sleep between groups of pulses, reducing the quiescent current of the part. Holding the SYNC pin DC high yields no advantages so it is not recommended.

LT3697은 저출력 부하에서 펄스를 스킵하고 레귤레이션을 유지하기 위해 외부 클럭에 동기화한다. 매우 가벼운 부하에서 부품은 펄스 그룹간에 정지상태가되어 부품의 대기전류를 감소시킵니다. SYNC 핀을 DC 로 높게 유지하는 것은 이점이 없으므로 권장되지 않습니다.

The LT3697 may be synchronized over a 300kHz to 2.2MHz range. The RT resistor should be chosen to set the LT3697 switching frequency 10% below the lowest synchronization input. For example, if the synchronization signal will be 300kHz and higher, the RT should be selected for 270kHz. To ensure reliable and safe operation the LT3697 will only synchronize when the output voltage is near regulation. It is therefore necessary to choose a large enough inductor value to supply the required output current at the frequency set by the RT resistor (see Inductor Selection section). The slope compensation is set by the RT value, while the minimum slope compensation required to avoid subharmonic oscillations is established by the inductor size, input voltage and output voltage. Since the synchronization frequency will not change the slopes of the inductor current waveform, if the inductor is large enough to avoid subharmonic oscillations at the frequency set by RT, then the slope compensation will be sufficient for all synchronization frequencies.

LT3697은 300kHz ~ 2.2MHz 범위에서 동기화 될 수있다. RT 저항은 LT3697 스위칭 주파수를 최저 동기화 입력보다 10 % 낮게 설정해야한다. 예를 들어 동기화 신호가 300kHz 이상일 경우 RT는 270kHz로 선택해야합니다. 안정적이고 안전한 동작을 보장하기 위해 LT3697은 출력 전압이 규정 수준에 가까울 때만 동기화한다. 따라서 RT 저항으로 설정된 주파수에서 필요한 출력 전류를 공급하기 위해 충분히 큰 인덕터 값을 선택해야합니다 (인덕터 선택 섹션 참조) 슬로프 보상은 RT 값에 의해 설정되며, 저조파 진동을 피하기 위해 필요한 최소 슬로프 보상은 인덕터 크기, 입력 전압 및 출력 전압에 의해 결정된다. 동기 주파수는 인덕터 전류 파형의 기울기를 변화시키지 않기 위해 인덕터가 RT로 설정된 주파수에서 저조파 발진을 방지하는 데 충분한 크기이면 모든 동기 주파수에 슬로프 보상으로 충분합니다 .

Shorted and Reversed Input Protection

If the inductor is chosen so that it won't saturate excessively, the LT3697 will tolerate a shorted output and the power dissipation will be limited by the current limit set by RLIM and RSENSE (see the Setting the Current Limit section). There is another situation to consider in systems where the output will be held high when the input to the LT3697 is absent. This may occur in automotive systems where the LT3697 output may be connected to the 12V VBATT during a fault condition or if a USB peripheral with a large, charged cap is plugged into the LT3697 output.

If the VIN pin is allowed to float and the EN pin is held high (either by a logic signal or because it is tied to VIN), then the LT3697's internal circuitry will pull its quiescent current through its SW pin. This is fine if your system can tolerate a 1mA in this state. If you ground the EN pin, the SW pin current will drop to zero. However, if the VIN pin is grounded while the output is held high, regardless of EN, parasitic diodes inside the LT3697 can pull current from the output through the SW pin and out of VIN pin, possibly causing high power dissipation in and damage to the LT3697 depending on the magnitude of the current. Figure 9 shows a circuit that is robust to output shorts high and reversed input.

인덕터가 과도하게 포화되지 않도록 선택하면 LT3697은 단락 된 출력을 허용 할 것이고 전력 손실은 RLIM 및 RSENSE에 의해 설정된 전류 제한에 의해 제한 될 것이다 (전류 제한 설정 절 참조). LT3697에 입력이 없을 때 출력이 높게 유지되는 시스템에서 고려해야 할 또 다른 상황이었다. 이 문제는 오류 상태에서 LT3697 출력이 12V VBATT에 연결되거나 커다란 충전 캡이있는 USB 주변 장치가 LT3697 출력에 연결되는 자동 시스템에서 발생할 수있다 VIN 핀이 플로트 가능하고 EN 핀이 하이 (로직 신호 또는 VIN에 연결되어 있기 때문에)로 유지되면 LT3697의 내부 회로는 대기 전류를 SW 핀에 보낸다.시스템이이 상태에서 1mA를 견딜 수 있다면 이것은 문제가되지 않습니다. EN 핀을 접지하면 SW 핀 전류가 0으로 떨어진다. 그러나 EN에 관계없이 출력이 높은 상태에서 VIN 핀을 접지하면 LT3697의 기생 다이오드가 SW 핀과 VIN 핀을 통해 출력에서 전류를 끌어 와서 높은 전력 손실을 일으키고 LT3697은 전류의 크기에 따라 다르다.

그림 9는 하이 및 반전 입력단의 출력 단락에 대해 견고한 회로를 보여줍니다.

여기부분은나중에확인하려고복붙만했습니다~~~~~

PCB Layout

For proper operation and minimum EMI, care must be taken during printed circuit board layout. Figure 10 shows a good PCB layout example with component, trace, ground plane and via locations. Note that large currents with high

di/dt flow in the LT3697's VIN and SW pins, the catch diode (DCATCH), and the input capacitor (CIN). The loop formed by these components should be as small and low inductance as possible. These components, along with the inductor and output capacitor, should be placed on the same side of the circuit board, and their connections should be made on that layer. Place a local, unbroken ground plane below these components. The SW and BST nodes should be as small as possible to minimize the capacitive coupling on these nodes to any fixed voltage like GND or VIN. Finally, keep the VC, RT, RLIM and RCBL nodes small so that the ground traces will shield them from the SW and BST nodes.

The exposed pad on the bottom of the package must be soldered to ground so that the pad acts as a heat sink. To keep thermal resistance low, extend the ground plane as much as possible, and add thermal vias under and near the LT3697 to additional ground planes within the circuit board and on the bottom side

적절한 작동과 최소 EMI를 위해서는 인쇄 회로 기판 레이아웃 동안주의를 기울여야합니다. 그림 10은 컴포넌트, 트레이스, 접지면 및 비아 위치가있는 우수한 PCB 레이아웃 예를 보여줍니다. 높은 전류를 가진 큰 전류

LT3697의 VIN 및 SW 핀, 캐치 다이오드 (DCATCH) 및 입력 커패시터 (CIN)의 di/dt 플로우. 이러한 구성 요소로 형성된 루프는 가능한 작고 낮은 인덕턴스이어야합니다. 인덕터와 출력 커패시터와 함께 이들 부품은 회로 기판의 같은면에 배치해야하며 그 연결은 해당 레이어에서 이루어져야한다. 이러한 구성 요소 아래에 단절되지 않은 로컬 접지면을 배치하십시오. SW 및 BST 노드는 GND 또는 VIN과 같은 고정 전압에 대한 이들 노드의 용량 성 커플 링을 최소화하기 위해 가능한 한 작아야합니다. 마지막으로, VC, RT, RLIM 및 RCBL 노드를 작게 유지하면 접지 트레이스가 SW 및 BST 노드로부터 보호됩니다. 패키지 하단의 노출 된 패드는 패드가 방열판 역할을하도록 접지에 납땜되어야합니다. 열 저항을 낮게 유지하려면 가능한 한 접지 플레인을 확장하고 LT3697 아래 및 그 주변의 열 비아를 회로 기판 및 밑면의 추가 접지를 랜지에 추가하십시오

High Temperature Considerations and Thermal Shutdown

For higher ambient temperatures, care should be taken in the layout of the PCB to ensure good heat sinking of the LT3697. The exposed pad on the bottom of the package must be soldered to a ground plane. This ground should be tied to large copper layers below with thermal vias; these layers will dissipate the heat generated by the LT3697. Placing additional vias can reduce the thermal resistance further. When operating at high ambient temperatures, the maximum load current should be derated as the ambient temperature approaches the maximum junction rating.

주변 온도가 높아지면 LT3697의 우수한 방열을 위해 PCB 레이아웃에주의를 기울여야한다. 패키지 하단의 노출 된 패드는 접지면에 납땜되어야합니다. 이지면은 열전쌍으로 아래의 큰 구리 층에 연결해야합니다. 이 레이어는 LT3697에서 발생하는 열을 분산시킵니다. 추가 비아를 배치하면 열 저항을 추가로 줄일 수 있습니다. 높은 주위 온도에서 작동 할 때, 최대 부하 전류는 주변 온도가 최대 접합 등급에 가까워 질 때 경감되어야합니다.

Power dissipation within the LT3697 can be estimated by calculating the total power loss from an efficiency measurement and subtracting the catch diode loss and inductor loss. The die temperature is calculated by multiplying the LT3697 power dissipation by the thermal resistance from junction to ambient

LT3697 내의 전력 소모는 효율 측정으로부터 총 전력 손실을 계산하고 캐치 다이오드 손실 및 인덕터 손실을 뺀 값으로 산정 할 수있다. 다이 온도는 LT3697의 전력 소비에 접합부에서 주변부까지의 열 저항을 곱하여 계산된다

The LT3697 has thermal shutdown to protect the part during periods of high power dissipation, particularly in high ambient temperature environments. The thermal shutdown feature detects when the LT3697 is too hot and shuts the part down, preventing switching. When the thermal event passes and the LT3697 cools, the part will restart and resume switching.

LT3697은 특히 주변 온도가 높은 환경에서 전력 손실이 많은 기간 동안 부품을 보호하기 위해 열 셧다운 기능이있다. 열 셧다운 기능은 LT3697이 너무 뜨거워서 부품을 셧다운하여 스위칭을 방지한다. 열 이벤트가 지나고 LT3697이 냉각되면 부품이 재시작되고 스위칭이 재개됩니다.

Other Linear Technology Publications

Application Notes 19, 35 and 44 contain more detailed descriptions and design information for buck regulators and other switching regulators. The LT1376 data sheet has a more extensive discussion of output ripple, loop compensation and stability testing.

애플리케이션 노트 19, 35 및 44에는 벅 레귤레이터 및 기타 스위칭 레귤레이터에 대한보다 자세한 설명과 설계 정보가 나와있다. LT1376 데이터 시트에는 출력 리플, 루프 보상 및 안정성 테스트에 대한보다 폭 넓은 논의가있다.