

APPLICATION NOTE AN-107

# リニアオプトカプラ



CLARE

## はじめに

本アプリケーション・ノートでは、LOCシリーズ線形光カプラ・デバイスに関するアイソレーション・アンプの設計原理について説明します。ここでは、光導電モードと光起電モードにおける回路動作を取り上げ、さまざまな産業部門における応用例を示します。LOC製品は、多くのアプリケーションにおいて、かさばるトランスや「非線形」の光カプラに代わる選択肢を設計者に提供します。

電気通信、産業、医療、計装システムに見られる数多くの回路で、ガルバニック・アイソレーションが求められます。従来、ガルバニック・アイソレーションは、変圧器、および光カプラと変圧器の組み合わせ(変圧器は交流信号、光カプラはおもに直流信号の結合に使用される)によって実現されていました。標準の光カプラとは異なり、LOCは、LEDの非線形時間と温度特性を補償するサーボ・モード構成で動作します。また、LOCは、交流信号と直流信号の両方を結合できます。ガルバニック・アイソレーションが必要とされる例を次に示します。

- 電気通信: モデムなどの電気通信製品では、電話回線とモデムのデータ・ポンプとの間のアイソレーションと信号結合が必要です。
- 産業制御: 温度センサーおよびコントローラなどの製品。温度センサーは、しばしばコントローラから離れた場所にある、高電圧電線に近い危険な環境に設置されています。アイソレーションは、コントローラを操作する人の安全を守りながら、必要な信号結合を実現します。
- 医療: EEGおよびECG機器は、患者と接触するセンサーを持っています。センサーは、患者と機器との間の高圧絶縁バリアを実現するために、ガルバニック・アイソレーションが行われています。
- 計装: 電源のアイソレーションを犠牲にすることなく、出力電圧を検出し、電圧制御のために信号の一部をコントローラにフィードバックすることが求められる絶縁スイッチング電源がしばしば使用されます。

## 説明

LOCシリーズ(LOC110、LOC111、LOC112 光カプラ×1/パッケージ、LOC210、LOC211P 光カプラ×2/パッケージ)は、交流および直流信号を結合するためにガルバニック・アイソレーションが必要で、かつ入力と出力との間の線形性を正確に保たなければならないアプリケーションで使用するために設計された線形光カプラです。このデバイスは、赤外線LEDおよびそれと光学的に結合された2つのフォトトランジスタからできています。通常、一方のフォトトランジスタは、LED駆動電流を制御するサーボ・フィードバック・メカニズムの中で使用され、LEDの非線形時間と温度特性を補償する役割を担っています。他方のフォトトランジスタは、入力と出力との間のガルバニック・アイソレーションを実現するのに使用されます。典型的な絶縁アンプを図1に示します。

## LOC110を使用した回路の動作

### 光導電動作

$V_{IN}$ が0V、 $I_F$ が0mAの場合、U1は、大きな開ループ利得を持ちます。 $V_{IN}$ が上がり始めると、U1の出力は $V_{CC1}$ レールに向かい始めます。それに伴い、 $I_F$ 電流が流れ始め、LEDがオンになり始めます。LEDがオンになると、サーボ・フォトトランジスタへの入射光束により、電流 $I_1$ が流れます。 $I_1$ がR1を流れると、オペアンプの反転入力に電圧 $V_A$ が発生し、アンプの出力に負の電源レール(ここでは、グラウンド)に向かい始めます。 $V_A$ が $V_{IN}$ と等しくなると、 $I_F$ はそれ以上増加せず、回路は安定した閉ループ状態になります。 $V_{IN}$ が変化した場合、 $V_A$ は $V_{IN}$ に追従します。LEDによって生成される光束は、出力フォトトランジスタにも入射し、LED光束とLED電流に比例した電流 $I_2$ を生成します。この電流は、 $I_1$ に密接に追従します。アンプの出力電圧は、出力光電流 $I_2$ と抵抗R2との積になります。この回路の数式と定義を次にリストします(図1を含む)。

### サーボ利得 K1

LEDの順方向電流 $I_F$ に対するサーボ光電流 $I_1$ の割合として定義されます。 $K1 = I_1/I_F$   
LOC110の場合、K1の標準値は、 $I_F$ が10mA、 $V_{CC}$ が15Vのときに0.007です。

### 順方向利得 K2

LEDの順方向電流 $I_F$ に対する出力光電流の割合として定義されます。 $K2 = I_2/I_F$

K2の標準値は、 $I_F$ が10mA、 $V_{CC}$ が15Vのときに0.007です。

### 伝達利得 K3

K1に対するK2の割合として定義されます。 $K3 = K2/K1$

設計例(図1を参照)

0~2Vの入力範囲に対して、0~4Vの出力範囲が求められています。R1とR2を決める必要があります。両方のアンプとも、独立した+5Vの $V_{CC}$ が与えられます。

### R1の決定

サーボ光電流 $I_1$ とR1との積は、 $V_{IN}$ に追従するので、

$$1. V_{IN} = I_1 \cdot R1$$

$I_1$ は、LED光束によって生成される光電流です。LED光束は、LED電流 $I_F$ によって生成されます。 $I_1$ は、サーボ利得として定義されている比例定数K1を介して、 $I_F$ とLED光束に比例します。

$$2. I_1 = K1 \cdot I_F$$

最適なR1を決めるには、最大 $V_{IN}$ の2Vに対応する $I_F$ の要求最大値を上のに当てはめます。この例では、オペアンプ出力として15mAが選択されています。式#2を式#1の $I_1$ に代入し、R1について解くと、

$$3. R1 = \frac{V_{IN}}{(K1 \cdot I_F)}$$

K1最小値0.004を使用し、 $V_{IN}$ に2V、 $I_F$ に15mA(最大値)を代入すると、33.3K $\Omega$ となります。

### R2の決定

$V_{OUT}$ の出力は、R2によって決まります。

$$4. V_{OUT} = I_2 \cdot R2$$

光電流 $I_2$ は、比例定数K2を介して、LED光束とLED電流 $I_F$ に比例します。

$$5. I_2 = I_F \cdot K2$$

式#5を式#4の $I_2$ に代入し、R2について解くと、

$$6. R2 = \frac{V_{OUT}}{(I_F \cdot K2)}$$

ただし、 $I_F=15\text{mA}$ 、 $K2 = 0.004$ 、 $V_{OUT} = 4\text{V}$

上の値を代入すると、R2は66.6K $\Omega$ になります。

アンプは、2Vの入力が印加されると、4Vの出力を生成します。 $V_{IN}$ 対 $V_{OUT}$ のプロットを図2に示します。光導電の振幅および位相の応答をそれぞれ図2Aおよび2Bに示します。

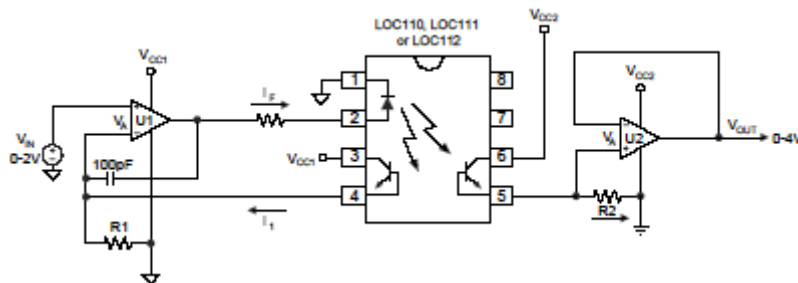


図1: アイソレーション・アンプ(光導電動作)

次のようにして、例と定義をもとに、この回路に関するすべてのパラメータの関係を示す1つの式が導き出されます。

式#3を $V_{IN}$ に関して解くと、

$$7. V_{IN} = I_F \cdot K1 \cdot R1$$

式#4と式#5を結合し、 $V_{OUT}$ に関して解くと、

$$8. V_{OUT} = I_F \cdot K2 \cdot R2$$

式#7を式#8で割り、 $V_{OUT}$ に関して解くと、最終的な式が得られます。

$$9. V_{OUT} = \frac{V_{IN}(K2 \cdot R2)}{(K1 \cdot R1)}$$

そして、 $K3$ は、 $K3 = K2/K1$ と定義されているので、次のように簡単化できます。

$$10. V_{OUT} = V_{IN} \cdot K3 \cdot \frac{R2}{R1}$$

式#10では、 $I_F$ が消去されています。これは、サーボ光電流と出力光電流は、両方とも同じLEDソースに基づいているからです。 $K3$ が比率 $K2/K1$ であることから、この例では、 $K1 = K2 = 0.004$ なので、 $K3 = 1$ になります。

したがって、 $V_{OUT}$ は、比率 $R2/R1$ に正比例します。

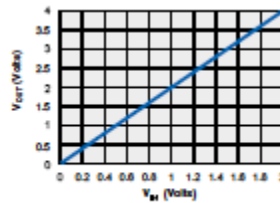


Figure 2.  $V_{IN}$  vs.  $V_{OUT}$

図2:  $V_{IN}$ 対 $V_{OUT}$

図1の回路は、フォトトランジスタのコレクタ・ベース間が逆バイアスの構成になっています。これは、光導電モードでの動作です。アプリケーションが帯域幅200kHzまでのアンプを必要としている場合、光導電モード構成を使用すべきです。このモードは、線形誤差が $\pm 1$ ビットの8ビットD/Aコンバータに匹敵する線形およびドリフト特性を持っています。

### 光起電モード

LOC製品を光起電モードで使用すると、最高の線形、ノイズおよびドリフト性能が実現できます。このモードでは、最高14ビットD/Aの線形性を達成することが可能です。ただし、この構成では、帯域幅が40kHz前後に限られています。光起電構成の標準的なアイソレーション・アンプを図3に示します。光起電モードでは、LOCフォトトランジスタは、電流ジェネレータ(発生器)として動作します。すべてのフォトジェネレータは、線形性にある程度の電圧依存がみられます。フォトトランジスタのバイアスを0Vに保つことにより、この問題が解消され、線形性が改善します。フォトトランジスタが小さな抵抗の両端に接続されている場合、出力電流は、入射LED光束の増加に対して線形になります。これを実現するため、フォトトランジスタは、オペアンプの両方の入力に接続されています。 $V_{IN}$ が増加すると、LEDを通る電流が大きくなり、光束も増えます。LED光束がサーボ・フォトトランジスタに入射すると、電流 $I_1$ がオペアンプ反転入力からフォトトランジスタを通じて流れ始めます。このサーボ光電流は、 $V_{IN}$ 、すなわち $I_1 = V_{IN}/R1$ に線形比例し、反転入力の電圧はゼロに保たれます。

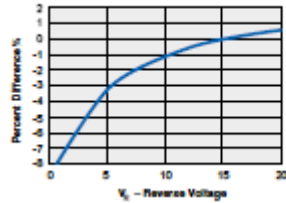


図2A: 光導電の振幅応答

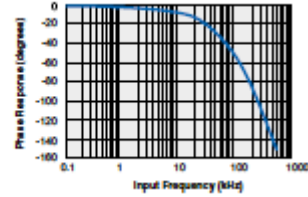


図2B: 光導電の位相応答

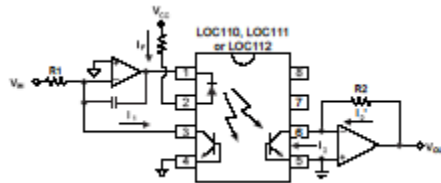


図3: アイソレーション・アンプ(光起電動作)

LEDからの光束は、出力フォトトランジスタにも入射し、電流 $I_2$ が出力オペアンプの反転入力からフォトトランジスタを通じて流れます。 $I_2$ は、反転ノードから引かれるため、アンプの出力は、 $I_2$ と同じ大きさの電流がアンプの反転ノードに注入されるまで、上昇し始めます。この電流 $I_2'$ は、 $R_2$ を通じて流れるため、出力電圧は、 $V_{OUT} = I_2' \cdot R_2$ になります。 $I_2 = I_2'$ なので、 $V_{OUT} = I_2 \cdot R_2$ となります。この回路の動作を記述した合成式は、光導電モードと同じで、 $V_{OUT} = V_{IN} \cdot K_3 \cdot R_2/R_1$ です。

この回路の周波数応答および位相応答をそれぞれ図4および図5に示します。回路の帯域幅は、約40kHzです。

### モデムのデータ・アクセス・アレンジメント(DAA)回路におけるLOC210PまたはLOC211Pの使用

#### 背景

従来、電話回線からの信号を結合し、必要なアイソレーションを実現する唯一の方法は、トランスを使用することでした。しかし、ポケットおよびPCMCIA (Personal Computer Memory Card International Association) モデムの出現により、トランスは、サイズ、重量、PCB上の占有面積から不利になりました。現在のPCMCIAモデムでは、頑丈なオンボードDAA回路が求められています。LOCは、性能を犠牲にすることなくトランスの問題を解消するとともに、量産性と信頼性も改善します。全高調波ひずみが標準で-87dB、サーボの非線形性が0.01%未満のLOC210Pは、高速モデム・アプリケーションに最適です。

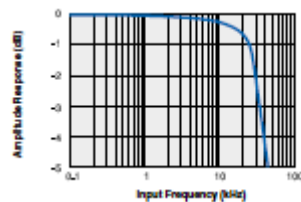


図4: 光起電の振幅応答図

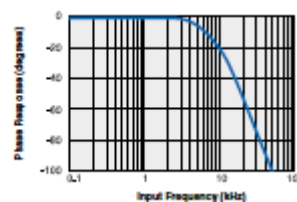


図5: 光起電の位相応答

## 説明

全二重動作には、LOC210PまたはLOC211Pが1つ必要です。LOCの半分は送信経路、残りの半分は受信経路に使用されます。通常、高速モデム回路では、線形に優れ、ノイズが少ない光起電モード動作が選択されます。このDAAの回路図を図6に示します。LOC210PまたはLOC211Pは、図3に示した回路と同じような方法で接続されています。LOCによるDAAの設計方法はいくつもあり、この図は、設計者が出発点として使用するためのものです。

## 送信経路

図6を見ると、DAAのTX入力は、C1を通じてモデムのデータ・ポンプ送信信号と交流結合されています。抵抗R5は、LEDへの零入力順方向電流が確立されるように、入力アンプをプリバイアスします。モデムからの送信信号により、LOCのLED電流が、この零入力を中心に上下に変調されます。トランジスタQ2は、LEDの駆動電流を供給します。これは、全高調波ひずみ(THD)を増やし、非線形性を高めるオペアンプの出力高負荷を防ぐために必要です。アンプの出力は、C8を通じてQ1のベースと交流結合されています。Q1は、送信信号に応じて電話回線上のループ電流を変調することにより、モデムの信号を電話回線を通じて送信します。

## 受信経路

チップとリングの間の受信信号は、R1およびC3を通じて、アイソレーション・アンプの入力に結合されます。受信アンプは、電話回線の両端から電力を取り出しているLOCのLEDを駆動します。LOCによって結合された信号は、C4を通じて交流結合され、モデムのデータ・ポンプの受信入力に向かいます。

## エコー・キャンセル

Q1に固有の信号位相シフトを利用することにより、受信経路から送信信号が取り除かれます。エミッタ上の送信信号は、コレクタ上の送信信号に対して180度位相がずれています。R1とR2は、受信信号に影響を与えることなく、送信信号がR1とR2のノードから基本的にキャンセルされるように選択されます。このキャンセルまたは「トランスハイブリッド・ロス(THL)」は、1%の抵抗値と正確なマッチングにより、30 dBを超えることが可能です。エコーの削減に効果があるモデムDAAのインピーダンスと電話局のインピーダンスとの一致が重要です。R4とC5は、600Ωのインピーダンス・ネットワークを形成しています。R4とC5によるもう一つの恩恵として、交流が阻止されたV<sub>CC2</sub>が得られます。これは、回路の回線側のアイソレーション・アンプの電源として使用されます。

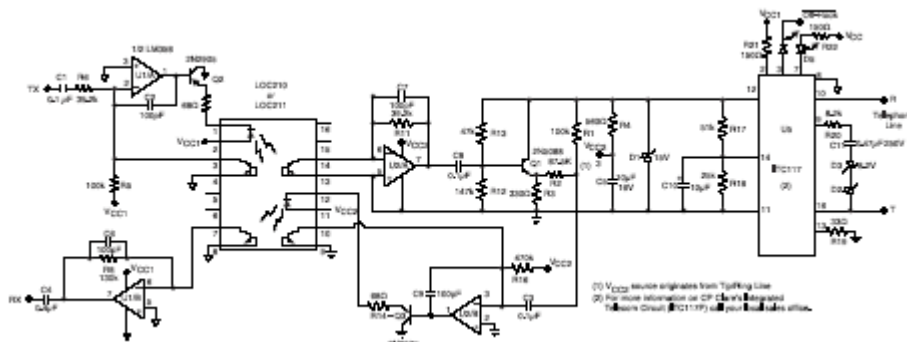


図6: LOC210Pを使用した典型的なモデムDAA

## 電子インダクタ

電子インダクタ回路の目的は、モデムがオフフック(通話)状態で、電話回線を占有しているときに、ループ電流をシンクすることです。一般に回路は、ダーリントン・トランジスタ、抵抗バイアス・ネットワーク、交流阻止用のコンデンサから構成されています。この回路は、FCC Part 68.3に従ったループ電流の全範囲で動作するように設計されている必要があります。また、この回路は、信号の完全性が損なわれないように、回線に対して高い交流インピーダンスを示します。ダーリントン・トランジスタおよび回線側の他の回路を保護するために、ツェナー・ダイオードが使用されています。ツェナー電圧は、選択された他のコンポーネントの電圧定格に基づいて決められます。電子インダクタの設計について詳しくは、付録1を参照してください。

## スイッチ・モード電源アプリケーション(LOC110、LOC111、またはLOC112)

LOC110、LOC111、またはLOC112に関するもう一つの便利なアプリケーションとして、絶縁スイッチング電源のフィードバック制御ループがあります。通常、電源の直流出力電圧が監視され、出力電圧を調整するために、絶縁を保った状態でスイッチャの制御入力にフィードバックされます。従来、このために最もよく使用された方法は、絶縁トランスの追加巻線の使用でした(図7Aを参照)。

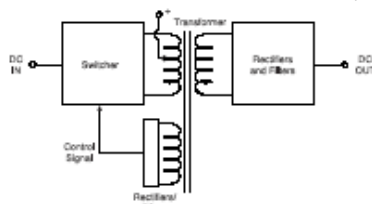


図7A: フィードバック巻線付きのDC DCコンバータ

この巻線から生成されるのは交流信号のため、整流、フィルタリング、そして、必要に応じて抵抗ネットワークによる降圧を行ってから、スイッチャの制御入力に提供する必要があります。LOC110、LOC111、またはLOC112を使用して同じことを行った場合、特殊なトランス巻線、整流、フィルタリングが不要なく、より優れたソリューションといえます。また、不十分な巻線結合による負荷調整不良といった問題が解消されます。図7Bおよび7Cを見ると、前に説明した基本的な光導電絶縁単位利得アンプとほとんど同じ設計であることがわかります。ただし、 $R_A$ と $R_B$ からなる分圧器が追加されています。

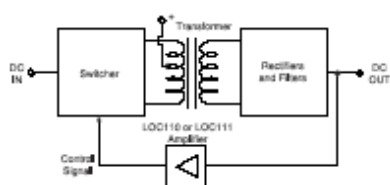


図7B: LOC110、LOC111、またはLOC112によるDC DCコンバータ(ブロック図)

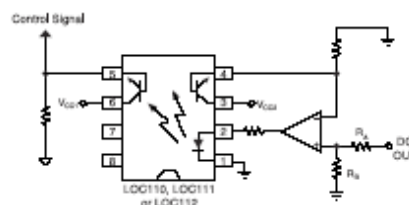


図7C: LOC110、LOC111、またはLOC112によるDC DCコンバータ(回路図)

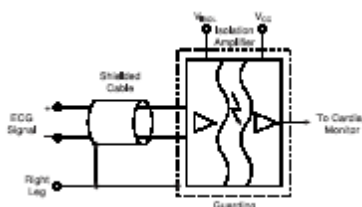


図8: ECGアプリケーションにおけるLOC110絶縁アンプ

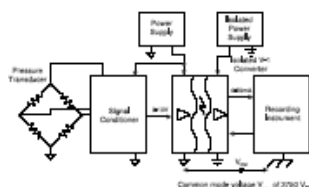


図9: 絶縁圧力発信器

## 心臓モニタリング・アプリケーション

心電図(ECG)のように心拍信号を測定する装置の設計には、独特の課題があります。成人の心拍信号は、約1mVの大きさなのに対して、胎児のそれは50 $\mu$ Vしかありません。心拍信号は振幅が小さいため、残留電極電圧や50/60Hz電源ラインからの侵入などのノイズによって、信号が簡単に隠れてしまいます。したがって、心拍信号を増幅する一方で、コモン・モード・ノイズを削減または解消するような高いコモン・モード除去(CMR) 定格を持ったプローブとインターフェースするような絶縁アンプ回路を設計することが重要です。

LOC110、LOC111、またはLOC112は、適切な支援回路とともに、この種のアプリケーションに必要なアイソレーション、増幅、線形性、高いCMRRを実現することができます。図8の回路図を見ると、絶縁アンプ・ブロックにLOC110、LOC111、またはLOC112と高CMRRオペアンプが含まれていることがわかります。電極は、耐ノイズ性を持つシールド・ケーブルを通じてアンプに接続されています。シールドは、最良のCMR性能を実現するために患者の右脚に接続されます。良好な性能を得るには、適切なシールド、プリント基板(PCB)レイアウトおよびアンプ、設計技術の実践が必要です。

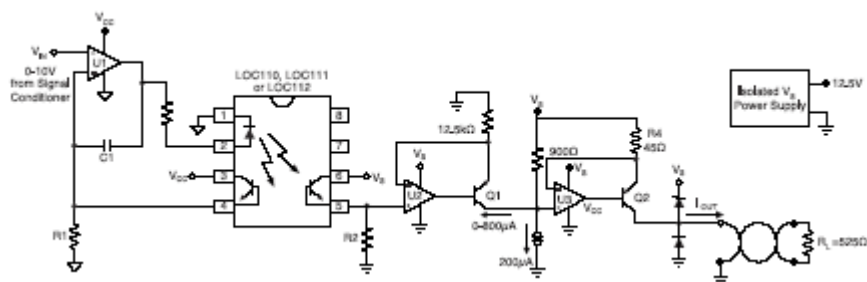


図9B: 0 ~ 10V 4 ~ 20mA変換

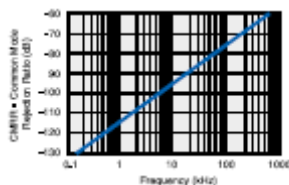


図9A: コモン・モード除去 (CMR)

### 絶縁0 ~ 10V 4 ~ 20mAコンバータ・アプリケーション

産業用コントローラおよびデータ収集装置には、高いコモン・モード・ノイズが存在したり装置や人間を高電圧から保護することが求められたりするような環境で、絶縁電圧 電流ループ・コンバータを使うことがしばしば必要となります。たとえば、制御バルブを駆動したり、温度 / 圧力モニタリングの時間変化をチャート・レコーダに入力したりするには、通常、4 ~ 20mAの電流ループが使用されます。図9は、絶縁圧力トランスミッタの簡略ブロック図を示しています。

標準の共通モード除去比 (CMRR) が130dB (図9Aを参照)、絶縁電圧が最高3750V<sub>RMS</sub> (Eバージョン) のLOC110、LOC111、またはLOC112は、この種のアプリケーションに適した選択肢といえます。このアプリケーションの回路例を図9Bに示します。LOC110、LOC111、またはLOC112は、非線形性が $\pm 1$  LSBまたはフル・スケールの0.39%である8ビットD/Aコンバータに匹敵する線形性を持つ光導電モードになっています。

この例では、回路への入力、圧力トランスデューサ (変換器) 信号コンディショナ (調整装置) から出力される0 ~ 10Vです。R1とR2は、使用するLOCのK3に基づいて計算され、アンプが単位利得となるように選択する必要があります。回路の、アイソレーション・アップ部分は、前に説明した基本的な光導電アンプと非常によく似ています。違いは、U2のネガティブ・フィードバック・ループにパス・トランジスタQ1が追加されていることです。V<sub>CC</sub>は非絶縁電源、V<sub>S</sub>は絶縁電源で、この例では12.5Vです。ループの電流調整はU3によって行われるため、この電源の厳密な調整は必要ありません。



信号コンディショナから0V入力が入力されると、Q1がオフになり、電流をシンクしません。U3の非反転入力に接続された定電流源は、電流200 $\mu$ Aを連続的にシンクします。この目的のために、LM341A ツェナー・シャント・レギュレータなどのデバイスを定電流源として構成することができます。この電流は、負荷 $R_L$ を駆動するU3、Q2、R4によって4mAの電流に変換され、 $V_{IN}$ が10Vの場合、トランジスタQ1は、800 $\mu$ Aの電流をシンクします。この800 $\mu$ Aと定電流200 $\mu$ Aにより、20mAの $I_{OUT}$ が負荷 $R_L$ を通じて供給されます。2つの1N4001ダイオードは、誘導負荷を駆動する場合の保護のために使用されています。 $V_{IN}$ 対 $I_{OUT}$ の関係を図10に示します。

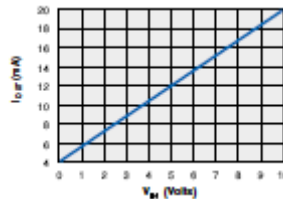


図10:  $V_{IN}$ 対 $I_{OUT}$

## まとめ

LOCを使用して設計を行う場合のいくつかの指針があります。

1. 200kHzまでの帯域幅が必要で、かつ $\pm 1$  LSB(最下位)の線形誤差を持つ8ビットD/A変換に匹敵する線形性が許容されるアプリケーションでは、光導電モードを使用します。
2. 40kHzまでの帯域幅が必要で、かつ $\pm 1$  LSBの線形誤差(0.01%)を持つ13~14ビットD/Aコンバータに匹敵する線形性が許容される場合、光起電モードを使用します。
3. 最良の線形性を維持し、全高調波ひずみ(THD)を最小限に抑えるには、トランジスタ・バッファによってLEDを駆動します。
4. 抵抗値が大きい(>30K)場合、図1に示すように、オペアンプの出力と入力間に100pFのコンデンサを取り付ける必要があります。これは、発信の防止に役立ちます。
5. バイポーラ動作の場合、零入力LED電流を選択します。重置された交流信号によって、この電流が上下に変化します。零入力LED電流は、交流電源がない状態では、電流がLEDを通じて流れるようにしたオペアンプのプリバイアスによって生成されます。

LOCシリーズといっしょに使用されるオペアンプ†の簡単なリストを次に示します。

- LMC6484
- LM358
- LM201
- LM1558

†これは、全オペアンプのリストではないことにご注意ください。

表1: LOC110/LOC210Pを使用した典型的なアプリケーション

Industry Segment	Application	Mode	Function
	Modem DAA	PV Mode for best linearity 0.01%	H.V. Isolation, Signal Coupling with — 40KHz bandwidth
	PBX Isolated SWPS* for Ring Generator	PC Mode for 200KHz bandwidth 0.39% linearity	Isolated voltage sensing for SWPS* feedback
Industrial	Industrial RTD (Resistance Temp. Device)	PV or PC depending on desired linearity and bandwidth	High CMRR** for noise immunity, HV isolation, signal coupling
	Isolated Pressure Sensing	PV or PC depending on desired linearity and bandwidth	High CMRR** for noise immunity, HV isolation, signal coupling
	Isolated 4-20mA Converters	PV or PC depending on desired linearity and bandwidth	High CMRR** for noise immunity, HV isolation, signal coupling
Medical	Isolated EGG/ECG Amplifier	PV or PC depending on desired linearity and bandwidth	Couples low level signals from transducers, HV isolation, noise immunity
Instrumentation	PH Probe	PV Mode	Maintains high CMRR** for remote PH probe, provides amplification and HV isolation

\*SWPS: Switch Mode Power Supply \*\*CMRR: Common Mode Rejection Ratio

## 付録1

### 電子インダクタの設計

電子インダクタは、1つのダーリントン・トランジスタ、3つの抵抗、1つのコンデンサを使用することによって、ディスクリット・インダクタの動作を近似します。モデム・アプリケーションで使用した場合、電子インダクタは、直流電流に対しては比較的低いインピーダンス、交流信号に対しては比較的高いインピーダンスを示します。

### 回路説明

図1は、典型的なモデム環境における電子インダクタを示しています。ブリッジD2は、電子インダクタのみのためにチップとリングの電流を整流します。これにより、ほとんどの規制当局が求める回線無極性が保証されます。ダイオードD1は、ダーリントンQ1をオフック時の過度な過渡電圧から保護します。ツェナー電圧は、ダーリントンの $V_{CEO}$ より低くする必要があります。R1とR2は、Q1のバイアス点を設定します。C1は、Q1のベースにおける信号の交流除去に使用されます。C1は、少なくとも定格10WVの良質なタンタル・コンデンサとします。R3は、Q1がループ電流範囲を超えて飽和することがないように、Q1にネガティブ・フィードバックを供給するのに使用されます。交流信号経路は、C2を通じてモデムのトランスと結合されます。C2は、動作電圧が100Vのものにします。一時側の各リードに1つずつ、合計2つのコンデンサを使用する場合は、動作電圧が50Vのものにします(図1を参照)。

### 直流特性(図2)

電子インダクタは、次の要件に適合する必要があります。

- CO(電話局)の電池(直流42.5 ~ 56.5V)
- ループ抵抗(400 ~ 1740Ω)

FCC 68.314 (c1), (c2)に従い、オフック・モードにおけるCPE(契約社宅内装置)の最大許容直流抵抗(200Ω)。

EIA-496A, 4.2.2.1に従い、オフック・モードにおける最小推奨直流抵抗(90Ω)。

2つの動作の極限として、次のものがあります。

## 1. 最小ループ電流

- COの電池が直流42.5Vまで低下
- ループ抵抗が1740Ω
- 電子コイルのDCRが最高の200Ωである結果、ループ電流が最小の22mA

## 2. 最大ループ電流

- COの電池が直流56.5V
- ループ直流抵抗が400Ω
- 電子コイルのDCRが最低の90Ωである結果、ループ電流が最大の115mA

回路は、上に述べた条件における適切な動作をシミュレートするために、電池と可変抵抗から構成されるFCC 68.314によって試験する必要があります。

### 交流特性

良好な性能を得るため、電子インダクタは、4～10Hのインダクタンスをエミュレートする必要があります。インダクタの値の近似： $L \approx R1 \cdot C1 \cdot R3$ 。

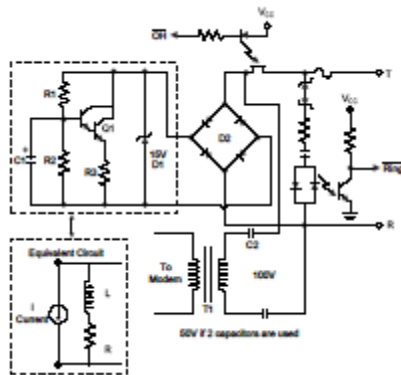


図1：電子インダクタによるドライ回路

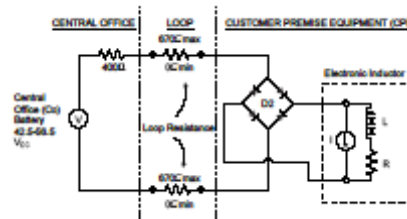


図2：電話局とCPEとの相互接続

## 付録2

### 光導電の説明

LOCを光導電モードで使用する場合、図1Aに示すように、フォトランジスタは、コレクタとベースに逆バイアスが掛かった状態で動作します。等価回路モデルを図1Bに示します。これは、光電流ソース $I_D$ 、暗電流成分 $I_D$ 、固有ダイオード $D$ 、接合容量 $C_P$ を表しています。LEDからフォトランジスタへの入射光束によって、光電流( $I$ )が負荷抵抗 $R_L$ を通じてコレクタからベースへ流れます。光電流は、LED光束に正比例します。出力電圧 $V_O$ は、光電流( $I$ )と小さな暗電流の和に負荷抵抗 $R_L$ を掛ける事によって得られます。すなわち、 $V_O = [I + I_D] \cdot R_L$ 。両方のフォトランジスタからの暗電流は、密接に追従し、サーボ・モードで使用されている場合はキャンセルされます。

光導電モードの属性の一つとして、帯域幅が約200kHzである点があります。これは、前の方で説明した光起電モードの帯域幅である約40kHzよりかなり高い値です。この理由の一つとして、光起電モードでは、ベース コレクタ接合に逆バイアスが掛かっているため、接合の空乏領域が、バイアスを掛けないうとき、または順バイアスを掛けたときと比較して広がっている点があります。接合の空乏領域が広いほど、接合容量(図1Bの $C_P$ )は小さくなり、立ち上がり時間または応答がより高速になります。

$$t_R = R_L \cdot C_P$$

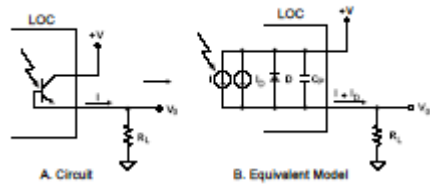


図1: 光導電モデル

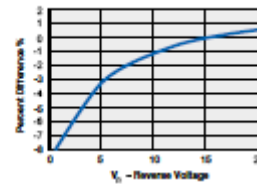


図2: 光導電の応答性

逆バイアスが大きくなると、接合の空乏幅が広くなり、接合容量 $C_p$ が低くなります。

このモードのフォトランジスタの応答性を図2に示します。+Vが15V～5Vの範囲で応答性は3%しか低下しないことに注意してください。

### 光起電の説明

LOCを光起電モードで使用する場合、フォトランジスタは、コレクタとベースに順バイアスが掛かった状態で動作します。図3は、典型的な回路と単純化されたモデルを示しています。このモードでは、フォトランジスタは、利用可能な外部電力ソースがありません。これに対して、光導電モードでは、コレクタに+Vがありました。その代わりに、フォトランジスタは、LEDの発光に合わせて外部負荷 $R_L$ に電力を供給します。光トランジスタと接続された外部電源がないため、暗電流は存在しません。

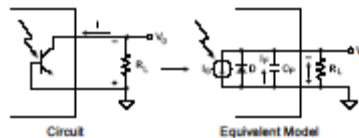


図3: 光起電モデル

図3を見ると、入射LED光束の増加に伴って電流 $I$ が増えると、 $R_L$ の両端に電圧が生じます。しかし、この電圧は、より多くの電流( $I_F$ )が固有ダイオード $D$ を通じて流れ始めるか、 $R_L$ の値が大きくなると、次第に非直線になります。これは、接合を通じて流れる電流を単純化した式を見るとわかります。合計電流は、2つの部分からできています。一方は、固有ダイオード $I_F$ を通じて流れる電流、他方は、LED光束 $I_G$ による光生成電流です。

$$I(\text{合計}) = I_F - I_G$$

$I_F$ は、ダイオード式によって表現できます。

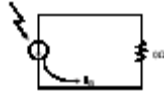
$$I_F = [I_s (e^{\frac{V_0}{K}} - 1) - I_G]$$

合計電流は、次のようにして表すことができます。

$$I_F = I_s (e^{\frac{V_0}{K}} - 1)$$

$R_L$ が $0\Omega$ に近づくと、出力電圧 $V_0$ は $0V$ に近づき、 $0V$ になったとき、電流式のダイオード項はなくなり、合計電流は、入射LED光束に線形比例する光生成電流 $I_G$ と大きさが等しくなります。

$$I(\text{合計}) = I_G, \text{ただし、} R_L = 0\Omega$$

図4:  $R_L = 0\Omega$ の等価回路

$R_L = 0\Omega$ の等価回路を図4に示します。

0Vバイアスを実現するために、図5に示す構成を実装します。アンプの反転入力、仮想グランドにあるため、0Vのバイアスが得られます。LED光束がフォトランジスタに入射すると、フォトランジスタによって電流が生成され、反転入力から引かれます。キルヒホッフの法則により、あるノードに入る電流とそこから出る電流の合計はゼロになるため、アンプは、ノードから出る電流 $I_G$ と大きさが等しい電流 $I_1$ によって応答し、その電流が $R_F$ を通じて反転ノードに注入され、ノードはゼロ・ボルトに保たれます。オペアンプの出力電圧は、電流 $I_1 \cdot R_F$ になります。

接合キャパシタンスは、空乏領域を狭めるゼロ・ボルト・バイアスによって光導電構成より大きくなり、その結果、帯域幅は約40kHzに制限されます。

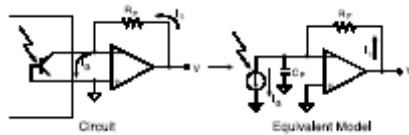


図5: 光起電モードにおける0Vバイアスの実装