

2S80 シリーズ R/D コンバータをシンクロで使用する：固体スコット T 回路

著者 : Mark Schirmer

はじめに

2S80、2S81、2S82 は、モノリシックなトラッキング・コンバータで、振幅が 2Vrms（公称値）の 4 線式レゾルバ・フォーマット信号に対応できるよう設計されています。また、これらのデバイスは、シンクロ・フォーマットからレゾルバ・フォーマットへの変換を行う外付け回路を実装すれば、シンクロ・フォーマット信号にも使用できます。従来、この変換は、一般にスコット T トランスと呼ばれているスコット結線トランス（図 1 参照）を用いて行われていました。

スコット T トランスは、適切に設計すれば、ガルバニック絶縁された非常に簡素なシンクロ／レゾルバ変換システムに貢献しますが、トランスのコストが高くサイズが大きいこと（特に 60Hz 動作の場合）が、モノリシック R/D コンバータの利点を打ち消してしまう可能性もあります。

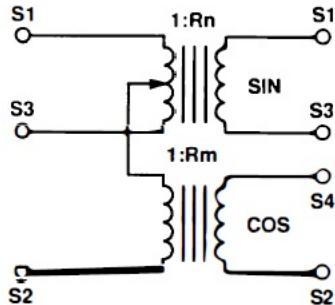


図 1. シンクロ／レゾルバ・フォーマットのスコット結線トランス

スコット T トランスに固有のガルバニック絶縁が設計上不要な場合、図 2 に示すような単純な固体回路を使用できます。高精度の抵抗を使用したり回路を調整することで、コストとサイズを大幅に低減しつつ、高品質のスコット T トランスに匹敵する性能を実現することができます。

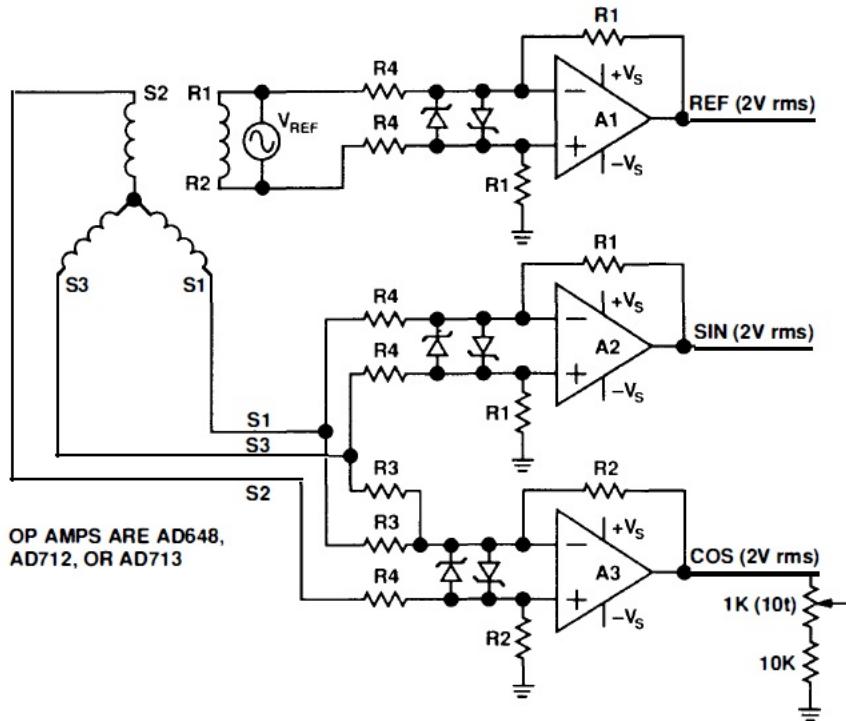


図 2. 固体スコット T 回路

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、それぞれの所有者の財産です。※日本語版資料は REVISION が古い場合があります。最新の内容については、英語版をご参照ください。

レゾルバとシンクロ

レゾルバは角度変位を検出する電磁的な回転デバイスです。等価電気回路図と代表的な出力信号フォーマットの図を図 3 に示します。

1 次側（ロータ）に印加された励起信号は 2 次側（ステータ）に誘導結合されます。トランクス比はステータに対するロータ角の正弦と余弦によって振幅変調されます。

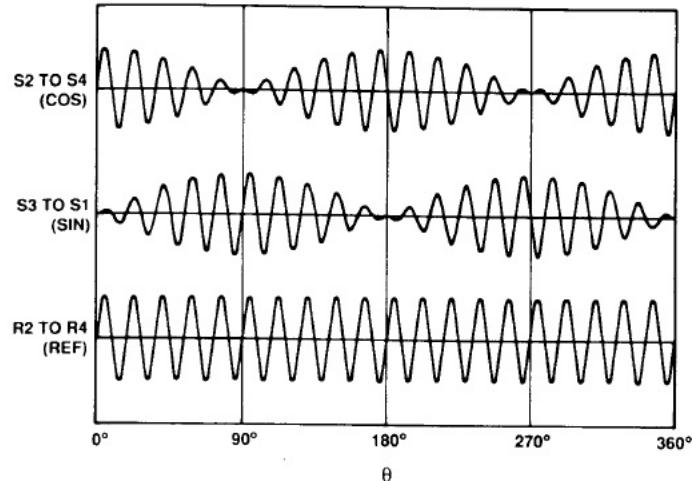
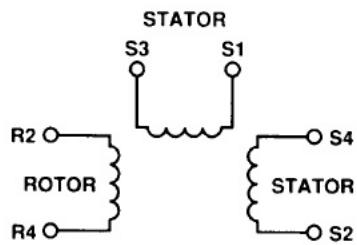


図 3. 電気回路表示と代表的なレゾルバ信号

図 4 に示すシンクロの動作は、レゾルバの動作と非常に類似しています。基本的な相違点は、シンクロではステータの巻き線

がお互いに 120 度の角度をなす「Y」型であるのに対し、レゾルバでは 2 本の絶縁された巻き線が 90 度の角度をなしていることです。

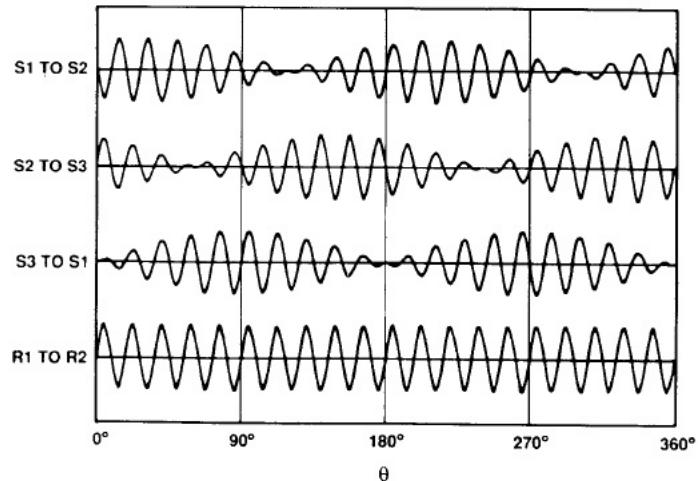
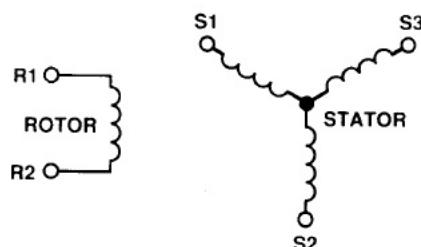


図 4. 電気回路表示と代表的なシンクロ信号

動作原理

図2に示した固体スコットT回路では、2つのオペアンプを使用してシンクロ信号がレゾルバ信号に変換されます。3つ目のオペアンプは、差動入力をリファレンス信号に提供するために使用されます。

シンクロ・フォーマットの入力電圧は、次式で書き表せます。

$$V_{S3-S1} = KV_{REF} \sin \theta \quad (1)$$

$$V_{S2-S3} = KV_{REF} \sin (\theta + 120^\circ) \quad (2)$$

$$V_{S1-S2} = KV_{REF} \sin (\theta + 240^\circ) \quad (3)$$

ここで、Kは変換器のトランス比、θはシャフト角です。

上式の記号で、VSi-Sjは、シンクロ・ステータ端子SiとSjの間の電圧を表します。添え字の順序は、信号の極性や位相を示します。例えば、VS3-S1は、S1を基準として測定したS3の電圧を意味します。上式では、シンクロのロータに印加されるリファレンス電圧は、次式で表されるものと仮定しています。

$$V_{REF} = V_{R1} - V_{R2} = V_O \sin \omega t \quad (4)$$

通常の定め方では、R1をリファレンス励起の高電位側にとり、そのため、VR1-R2は正となります。すなわち、シャフト位置が0°～180°の場合、VS3-S1はVR1-R2と時間的に同位相となります。この定め方は、MIL-S-20708の取り決めとも一致します。

回路の目的は、シンクロ信号を次のようにレゾルバ・フォーマット信号に変換することです。

$$V_{S3-S1} = KV_{REF} \sin \theta \quad (\text{SIN}) \quad (5)$$

$$V_{S2-S4} = KV_{REF} \cos \theta \quad (\text{COS}) \quad (6)$$

ここで、レゾルバの場合は、リファレンス電圧が次のようになります。

$$V_{REF} = V_{R2} - V_{R4} = V_O \sin \omega t \quad (7)$$

式5～式7は、リファレンス励起がR2-R4間のロータ巻き線に印加され、R2を高電位側にとった場合のMIL-R-21530の取り決めに基づいています。

MIL-R-21530は基本的に、ブラシ・タイプのレゾルバについての仕様です。ブラシレス・レゾルバは、通常、単一のロータ巻き線を使用するので、位相について異なる取り決めが用いられることがあります。この固体スコットT回路でブラシレス・レゾルバをエミュレートする場合、レゾルバ・メーカーの位相方程式が式5～式7と整合することを確認する必要があります。位相の取り決めが異なると、90°の倍の位置オフセットが生じたり、回転を逆方向にセンシングしてしまったりする可能性があります。

式5で表される信号は、シンクロ信号の1つである式1でそのまま満たされます。オペアンプA2は差動反転バッファとして作用し、VS1-S3を反転してレゾルバの正弦信号を生成します。入力のツェナー・ダイオードは、デバイスの損傷を防止するため、アンプへの印加電圧を制限するだけのものです。入力の直列抵抗は、アンプのゲインや減衰を調整するようスケーリングできます。

2つ目のレゾルバ信号である式6は、次のように式2と式3で表される信号の線形結合であると示すことができます。

$$\begin{aligned} V_{S2-S3} - V_{S1-S2} &= KV \sin \omega t (\sin [\theta + 120^\circ] \\ &\quad - \sin [\theta + 240^\circ]) \end{aligned} \quad (8)$$

次の三角関数の恒等式、

$$\sin (A + B) = \sin A \cos B + \cos A \sin B \quad (9)$$

を用いると、次式が示されます。

$$\begin{aligned} \sin (\theta + 120^\circ) - \sin (\theta + 240^\circ) &= \\ \sin \theta \cos (120^\circ) + \cos \theta \sin (120^\circ) & \\ - \sin \theta \cos (240^\circ) - \cos \theta \sin (240^\circ) & \\ = -\frac{1}{2} \sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta & \\ = \sqrt{3} \cos \theta \end{aligned} \quad (10)$$

オペアンプA3は差動加算アンプで、次の演算機能を実行します。

$$V_{S3-S2} + V_{S1-S2} = -(V_{S2-S3} - V_{S1-S2}) \alpha - \cos \theta \quad (11)$$

また、A3は入力信号を反転するため、A3の出力はレゾルバの余弦信号となります。

帰還抵抗R2と直列入力抵抗R3は、2Vrmsの入力に対しアンプのゲインが $1/\sqrt{3}$ となり、他の入力信号レベルに対しては、これと比例するように選択します。つまり、

$$\frac{R2}{R3} = \frac{2}{\sqrt{3} V_{rms}} \quad (12)$$

抵抗比を正確にこの値とすることは実際、困難なので、R2の値をやや高い値とし、図2に示すようにポテンショメータを使用して出力を目的のレベルに調整することをお勧めします。

高電圧シンクロ用抵抗スケーリング

2S80、2S81、2S82はいずれも2Vrms（公称値）の入力信号レベルを要するため、シンクロの信号レベルを調整することが必要な場合があります。これは、回路図に示すオペアンプへの入力抵抗（R3、R4）の値を調整することで容易に実行できます。なお、アンプはユニティ・ゲイン未満で動作する可能性もあるため、内部補償型のアンプを使用して発振の発生を抑制することをお勧めします。推奨デバイスは、AD712（デュアル）、AD713（クワッド）、AD648（デュアル）です。

ガルバニック絶縁の他、トランスマルチプレックスはコンバータへの入力の同相ノイズ除去も著しく向上させます。図2に示した回路は、リファレンス入力と信号入力の両方について差動アンプ回路の構成となっているため、これによってもシステムの同相ノイズ除去が向上します。他の差動アンプと同様、オペアンプの反転入力と非反転入力の抵抗がよくマッチングしていると、同相ノイズ除去比は向上します。例えば、許容誤差が0.01%の抵抗の場合、CMRRの代表値は80dBとなり、最も厳しい場合でも68dBを実現できます。

以下の表には、いくつかの標準的なシンクロ電圧に対する回路内の推奨抵抗値をまとめています。抵抗値は、高精度（1%以内）抵抗の標準値を示しています。表の最下行には、任意の信号電圧に対する抵抗値の一般式を示しました。なお、R4 の値は、信号およびリファレンスの差動アンプ回路で異なることもあります（例えば、信号が 11.8V のシンクロは多くの場合、26VRms で励起されます）。

Signal Voltage (V rms)	R1	R2	R3	R4
2.0	11K	12.7K	22.6K	11.3K
11.8	11K	12.7K	133K	66.5K
26	11K	12.7K	280K	140K
90	11K	12.7K	1.18M	590K
115 (REF only)	11K	—	—	620K
V	R	$1.155*R$	$V*R$	$V*R/2$

回路精度

固体スコット T 回路の精度は、主として抵抗の精度で決まります。絶対値は重要ではないものの、最高精度を実現するには、オペアンプへの入力の抵抗ペアがマッチングしていることが必要です。通常、0.1%以内の許容誤差が理想的です。

最も重要なのは、R1 と R2 の比を 1.1547、R3 と R4 の比を 2 に保つことです。値が R3 の 2 つの抵抗を並列に接続して R4 を構成する（または R4 の値の 2 つの抵抗を直列に接続して R3 を構成する）ことで、必要な抵抗値の数を減らすことができます。どちらの場合も、抵抗ネットワークを使用することで、コストとサイズを大幅に削減できます。

許容誤差が 0.1%の抵抗を使用した場合、固体スコット T 回路によって生じる角度誤差は、2 分（代表値）～7 分（最大値）の範囲に収ります。これが、最も厳しいケースの解析でコンバータの精度仕様に追加すべき誤差となります。マッチングした抵抗ペアやネットワークを使用することで、実質的にはこれより高い精度を実現可能です。角度誤差は抵抗の誤差に比例するためです。

必要な精度の抵抗が入手できない場合、図 2 の R2 の値を大きくして余弦回路のゲインを増加することをお勧めします。回路の出力はポテンショメータで減衰できるので、このゲインを正弦回路のゲインと正確にマッチングさせることができます。