

パワー MOSFET を利用した NQR のためのゼーマン変調器

(ゼーマン変調器/NQR/パワー MOSFET)

三 島 満 雄*

Zeeman Modulator for NQR Using Power MOSFET's

(Zeeman modulator/NQR/Power MOSFET)

Mitsuo MISHIMA*

A Zeeman modulator that produces a bidirectional modulating field with sufficient power for NQR applications has been constructed, using a few Hz to 600 Hz and a maximum field amplitude of 39 mT, which is strong enough to quench nitrogen resonances in field gradients of high asymmetry, is obtained.

緒 言

核四極共鳴をゼーマン変調で観測するとき、変調磁場の強さは核スピンの依存し、³⁵Cl 核のような奇スピン核では、通常数 mT 程度の磁場で十分である。他方、¹⁴N のような偶スピン核の場合には、20mT 以上の磁場が要求される。このため、種々の変調器が考案されている。バイポーラ・トランジスタ¹⁻³⁾を利用したもの、サイリスタ⁴⁻⁶⁾やリレー⁷⁾を用いるものが報告されている。このうち、Robinson は駆動回路の解析に基づいて優れた回路を考案し、³⁾ 径の比較的小さいコイルを駆動した。この回路を径の大きい変調コイルに適用する場合には、ドライバーの出力を増加させる必要がある。

一般に出力電流を増加させる場合、トランジスタを並列接続する。このとき、バイポーラ・トランジスタではオン電圧が負の温度係数をもっているため、熱的なバランスが崩れると、熱暴走が生じる。このため、多数のトランジスタを並列にするときには相当大きな放熱器を必要とし、コストも高くなる。MOSFET は、入力容量が大きいことの欠点はあるが、バイポーラのものとは逆に正の温度係数をもっている。このため、温度の上昇と共に電流が制限されて自動的に電流のバランスがとれて、熱暴走がない。また、バイポーラ・トランジスタのような 2 次降伏がないため、作動範囲が広く、特にインダクタンス負荷のとき都合がよい。

今回、Robinson の回路³⁾の電力出力段を参考にし、変調コイルの駆動に MOSFET を用いてゼーマン変調

器の設計を試みた。かなりよい結果が得られたので報告する。設計目標を次のようにおいた。電流の最大振幅：8A、周波数範囲：500Hz 以下任意、変調信号：外部入力（任意波形）0.01V 以上。

回路の構成

ゼーマン変調器はパルスジェネレーター部とパルスドライバー部に分けられる。パルスジェネレーターでは、設定したパルスのデューティは、入力信号の周波数、波形、電圧が変化しても一定値を維持させ、出力段で入力信号の 2 倍の周期の正および負のパルスを発生させる。パルスドライバーでは、入力パルスの電力増幅を行い、電流波形を台形状の双方向パルスとし、変調コイルを駆動する。

1. パルスジェネレーター

図 1 にパルスジェネレーターの回路を示す。入力アンプ (A1) とコンパレーター (A2) で入力波形を矩形波に変換し、PLL 用 IC (4046) のクロックとする。一方、電圧制御発振器 (VCO) を、積分器 (A4)、ヒステリシス・コンパレーター (A5) およびトランジスタ・スイッチで構成し、三角波を発生させている。コンパレーターの出力とクロックの位相を 4046 で比較し、位相比較器の出力をラグリード・フィルター、バッファー (A3) を通して VCO 周波数の制御をしている。なお、ループ・フィルターのダンピング・ファクターは 0.7、ロックアップ・タイムは 0.5 秒とした。実測した周波数のロック範囲は、数 Hz から 600Hz であった。

三角波を次段のコンパレーター (A6) に入力し、

*化学教室 Department of Chemistry

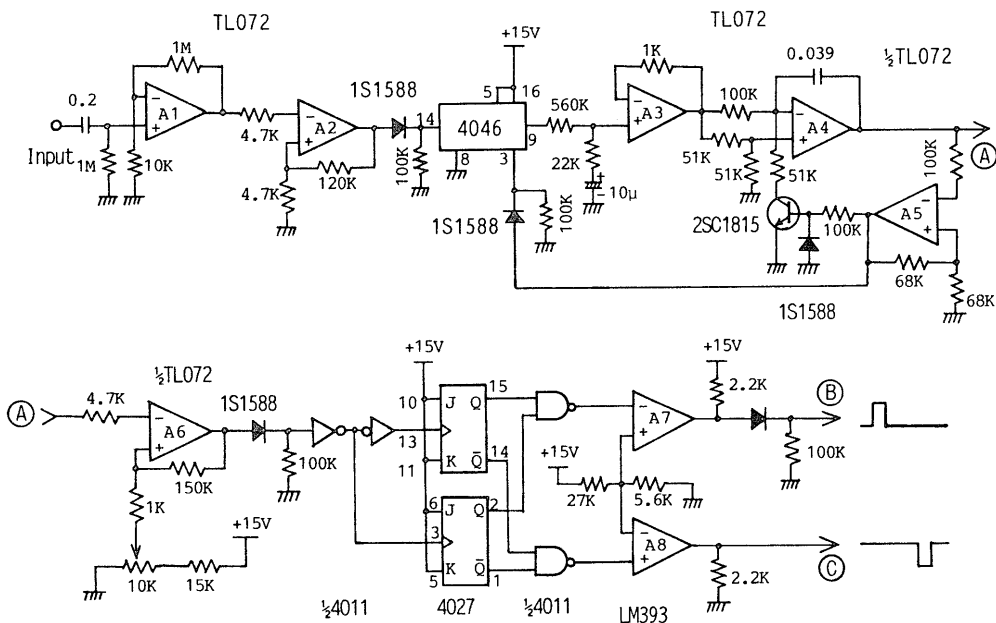


Fig.1. Pulse generator.

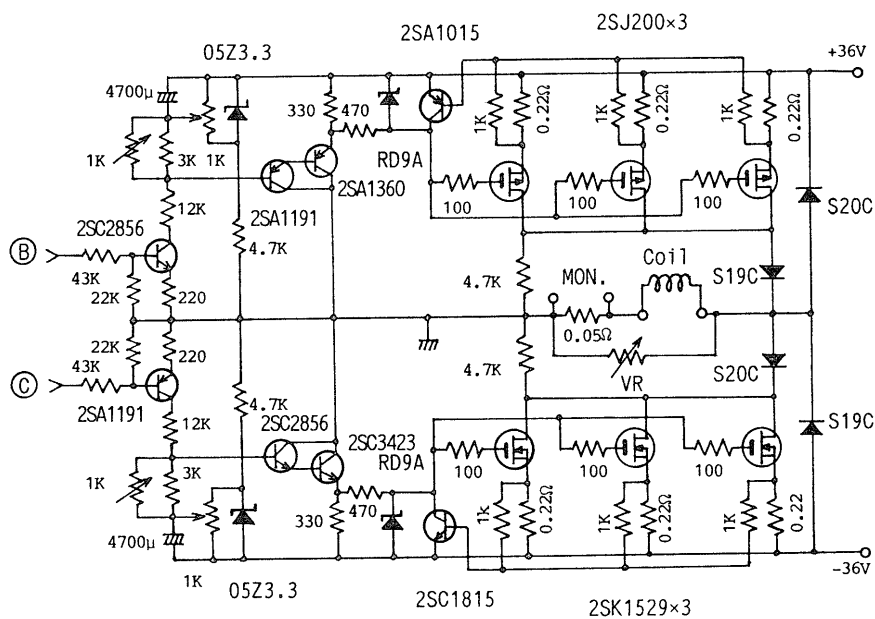


Fig.2. Pulse driver.

矩形波に変換する。10KΩのバリオームによるパルスのデューティの可変範囲は、30から50パーセントで、電流波形に応じて設定する。次に、NANDゲートを利用したインバーターによりパルスを整形した後、Tフリップフロップにより周期を2倍にし、NANDゲートによりコンパレータで設定した幅のパルスを取り出す。最終段の2つのコンパレータでインピーダンスを下げると共に、正および負のパルスにする。

2. パルス・ドライバー

ドライブ回路は、図2から分かるように、正負対称な回路となっている。駆動回路はRobinson³⁾の回路

と原理的には同じであるが、パワーMOSFETを駆動するために、多少回路が異なる。出力段にパワーMOSFETとしてコンプリメンタリーの2SK1529と2SJ200(120W)を採用した。それぞれ3個のトランジスタを並列に接続し、各々のトランジスタは個別の放熱器に取り付けた。4個のダイオード(S19CおよびS20C)はトランジスタの保護およびトランジスタのドレインに接続したダイオードはトランジスタがオフのとき、リーク電流を防ぐ役目ももっている。コイルの電流を0.05Ω(10W)の両端の電圧でモニターすることができる。また、コイル端子からアースされているダンピング抵抗VRにより、パルスの立ち上が

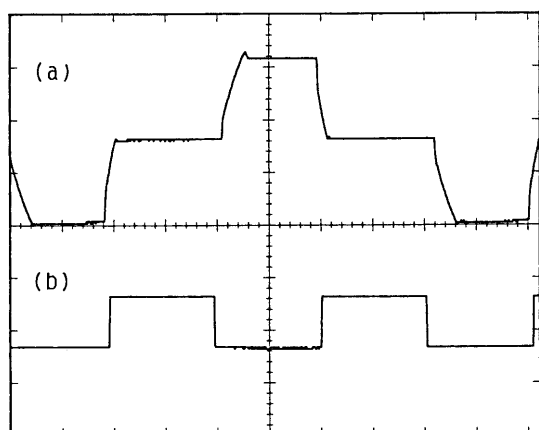


Fig.3. (a) 14 mT pulses (0.1V/div, 5ms/div) and (b) reference signals (2V/div, 5ms/div).

りと立ち下がりに発生するスパイクを抑制する。抵抗値を220Ωから15KΩの範囲で、ロータリースイッチで切り換えている。

ゲート抵抗に接続されたトランジスタ (2SA1015) または2SC1815) と定電圧ダイオード (RD9A) により、過電流の防止とゲートの保護をする。これにより、各FETの電流は約2.7A以下に制限される。FETは大きな入力容量をもっているため、これらの容量を充放電するため、エミッターフォロワーでFETを駆動している。ゲートのバイアス電圧は3.3Vの定電圧ダイオードと並列に接続した1KΩのトリマーで調整する。

Robinson³⁾は、入力段にスイッチング回路に多少のリニア特性を持たせて、入力電圧の増減により電流パルスの高さを制御している。しかし、このような回路のリニア特性はそれほどよくないので、入力段は完

全なスイッチング回路として、FETを駆動するパルスは、スイッチング回路の負荷抵抗から分圧し、その大きさを3kΩに並列に接続した1kΩバリオームで制御している。

結果と性能

図3に、約17mHのソレノイド型の変調コイル (内径106mm, 560回巻) における電流振幅を示す。図はストレージスコープ (岩通DS-6612C) で記録したものをプロッター (岩通SR-11) で画かせた。50Hzの参照信号に対し、双方向の台形状の変調磁場が得られ、変調磁場の振幅は約11mTである。電流の立上り、立下りに、パワーMOSFETの入力容量が大きいことの影響が出ている。また、2SK1529と2SJ200の入力容量はそれぞれ、700pFと1300pFでかなりの差があるため、正パルスのスパイクは完全には補償されていない。しかし、これらには実用上の問題はない。それぞれのトランジスタに個別の放熱器を使用したにもかかわらず、熱的に釣り合い、安定に作動した。

図4に制作したゼーマン変調器を使って記録したNQRスペクトルを示す。試料として $[\text{ICl}_2^+][\text{AlCl}_4^-]$ を用い、超再生発振器を用い、変調周波数80Hz、磁場振幅10mTで、11MHz付近の弱い信号を記録した。よい吸収スペクトルが画かれている。

ゼーマン変調の周波数は、変調磁場の振幅、コイルのインダクタンス等に依存するため、ロックレンジ全体について調べることはできなかったが、内径85mm (440回巻, 約9mH) の変調コイルについても調べた。



Fig.4. ^{35}Cl NQR spectrum for $[\text{ICl}_2^+][\text{AlCl}_4^-]$ at room temperature (Zeeman field amplitude 10 mT; modulation frequency, 80 Hz; time constant, 5sec). (a) In-phase and (b) quadrature signals are shown. The resonance frequencies for the ν_1 , ν_2 , and ν_3 lines are 11.423, 11.316, and 11.305 MHz, respectively.

電流波形から計算した変調振幅の最大値は、周波数が300Hzのとき14mT、40Hzのとき39mTであった。後者の場合、非対称定数の大きい ^{14}N 核の共鳴線を変調するのに十分な大きさの磁場である。

出力にはなお余裕があり、FETのソース抵抗0.22をより小さいものと交換することにより出力を増加させることができる。周波数範囲もPLL回路の定数を変えることにより、少なくとも1KHzまでは容易に拡張することができる。

電源トランスはSP-305W (5A) (菅野電気) の25Vの端子を使用し、ダイオード4G4B41により整流した後、22,000 μF の電解コンデンサーにより平滑化した。電源の安定化は行なわずに用いた。

参考文献

- 1) P.Kesselring, *Helv. Phys. Acta*, **33**, 612 (1960).
- 2) N.Nakamura, *Rev. Sci. Instrum.*, **47**, 884 (1976).
- 3) F.N.H.Robinson, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, **13**, 961 (1980).
- 4) D.A.Tong, *J. Phys.*, **E1**, 1162, (1968).
- 5) G.M.Muha, *Rev. Sci. Instrum.*, **41**, 1238 (1970).
- 6) M.Suhara, *Sci. Rep. Kanazawa Univ.*, **17**, 7 (1972).
- 7) D.D.Jones, *Rev. Sci. Instrum.*, **33**, 775 (1962).

(受付 1995年10月6日)