過負荷保護・周波数補償された電流帰還型磁気マルチ

Overload-Protected Frequency-Compensated Current-Fed Multivibrator

甲木昭彦・大内山真樹・松島雅寛

九州工業大学情報工学部, 福岡県飯塚市川津 680-4 (〒820)

A. Katsuki, M. Ouchiya, and M. Matsushima

Faculty of Computer Science and Systems Engineering, Kyushu Institute of Technology,
680-4 Kawazu, Iizuka-shi, Fukuoka 820

Current-feedback magnetic multivibrators are widely used as power sources for electronic equipment, because they are highly efficient and reliable. However, these circuits have no ability to protect themselves from overloading, and the oscillation frequency changes according to the load current. In this paper, we propose a new current-feedback multivibrator with overload protection and frequency compensation. In addition, the condition for cessation of oscillation and that for fixed frequency of oscillation are derived by analysis. These conditions can be determined independently of each other.

Key words: magnetic multivibrator, current feedback, overload protection, frequency compensation

1. ま え が き

Royer 回路¹⁾, Jensen 回路²⁾, および Wilson-Moore 回路³⁾に代表されるプッシュプル自励型の磁気マルチバイブレータ(以下, 磁気マルチと略す)は, 電力供給能力を有する方形波出力の発振回路である。回路動作が磁心の磁束に支配されかつ電流制御型の半導体スイッチが用いられるため雑音による誤動作の危険性が低く, しかも回路が簡単である。そのため, 数 kW 程度以下の電子機器用高信頼性電源回路として広く使われている。

単磁心の Royer 回路は, DC-DC コンバータの発振回路として使われるほか, 発振周波数が電源電圧に比例することから計測用変換器としても用いられる。しかし, 転流の際にコレクタ電流波形にスパイクを生じるため効率低下などの問題がある。これに対して, 出力用に線形変成器を持つ Jensen 回路は, ベース駆動用変成器磁心の飽和に伴うベースの減少によって転流するので, 電流スパイクを除去できる。Jensen 回路の発振周波数は, pn 接合電圧を利用することから Royer 回路と比べると電源電圧の影響を受けにくい, ベース・エミッタ間電圧がコレクタ電流に依存するため負荷電流の影響を受ける⁴⁾。

Royer 回路および Jensen 回路は, ベース駆動が電圧帰還によって行われるため, 過負荷時に発振停止し回路を保護する機能を有する。しかし, 軽負荷時にトランジスタが過駆動されキャリア蓄積時間が長くなるという欠点がある。

このような背景から, ベース電流とコレクタ電流との比を一定に保つ Wilson-Moore 回路(電流帰還型磁気マルチ)が考案された。この回路は, 負荷が変化してもキャリア蓄積時間の影響をほとんど受けず高効率であり, 高周波動作にも適する。

Jensen 回路と同様の理由により, この回路もコレクタ電流波形にスパイクを生じない。しかし, 負荷電流に応じてベース電流が変動しかつ発振周波数の決定に pn 接合電圧を利用するので, 負荷によっては発振周波数が数十%程度も変動することがある⁵⁾。また, 電圧帰還型の磁気マルチとは異なり, 発振周波数は電源電圧に依存しないが, 過負荷保護機能を持たない。

磁気マルチに交流負荷を接続して使う場合, 発振周波数は, それが変化すると例えば回転機のように負荷の動作に著しい影響を及ぼすことが多いので, 可能な限り一定であることが好ましい。また, 磁気マルチを DC-DC コンバータに適用する際のように出力を整流して直流負荷を接続する場合は, 発振周波数の変動が少ないほど, 雑音の周波数スペクトルが固定されフィルタによる雑音対策を取りやすいなど回路設計が容易になる。そこで筆者らは, 発振周波数が負荷電流に依らずにほぼ一定(変動率数%以内)となる補償回路付きの電流帰還型磁気マルチ⁶⁾を提案した。さらに, 過負荷に対する回路の保護は高信頼度電源に必須の機能であることから, 重負荷時にのみ電圧帰還駆動を併用することで過負荷保護を可能にした電流帰還型磁気マルチ⁷⁾も提案した。

本論文では, これを基礎に過負荷保護機能と発振周波数補償機能とを併せ持つ電流帰還型磁気マルチを提案する。両機能は半導体の制御素子を使わずに磁気的手法のみで実現されていることから, 磁気マルチが元来持つ高い耐雑音性を継承することができる。Wilson-Moore 回路は, トランジスタの駆動条件が理想的であるため半導体スイッチの信頼度が高いが, 過負荷保護能力を得ることで電源回路としての信頼度がさらに高められる。提案回路は, 低周波でも高周波でも動作可能であり交流負荷にも直流負荷にも適用できるため, 発振周波数精度を特に厳密に求められる場合を除いて, 広範囲の用途に使うことができる。

2. 回 路

Fig. 1 に過負荷保護・発振周波数補償された電流帰還型磁気マルチの基本回路を示す。同図において, E_s は電源電圧であり, ダイオード D_7 および抵抗 R_s は始動回路を構成する。始動回路は, スイッチング用トランジスタ T_{11} および T_{12} のベース・エミッタ間接合特性などのわずかな差を利用して, 電源投入時にいずれかを導通させる。以後は, T_{11} および T_{12} が交互に導通状態と遮断状態とを繰り返す, 発振が継続される。SR は可飽和磁心を有する電流帰還用変成器, T_3 は出力用線形変成

Fig. 1 Overload-protected frequency-compensated current-feedback magnetic multivibrator.

器である。

線形変成器 T_1 (図中に T_{1a} , T_{1b} , T_{1c} , および T_{1d} で表示), ダイオード $D_1 \sim D_6$, ならびに抵抗 R_F とから成る部分が発振停止回路である。この回路は、軽負荷時にはトランジスタのベース電流 i_B とコレクタ電流 i_C との比を一定に保つ電流帰還駆動を行わせ、重負荷時にはベース電流の増加を抑制する (例えば一定に保つ) ように働く。負荷電流 i_L が増加したとき、 T_1 の巻線 N_D の作る起磁力の符号が変わることを利用して、 $D_1 \sim D_6$ が電流の経路を切り換える。エミッタ接地直流電流増幅率を h_{FE} とすると、負荷電流がさらに増加して $i_C = h_{FE} i_B$ が成立したとき、トランジスタは飽和状態を維持できず能動状態になり、出力電圧が減少する。そのため i_B が減少し、ますます出力電圧が減少する。このような正帰還作用によって、回路は発振を停止する。

次に、線形変成器 T_2 (図中に T_{2a} , T_{2b} , および T_{2c} で表示) ならびに抵抗 R_F とから成る部分が発振周波数補償回路である。発振周波数 f は SR の巻線 N_B に印加される電圧に比例するため、 f を一定に保つには、 E_S または i_L の変動に対してこの電圧を一定に保つ必要がある。ベース・エミッタ間電圧の i_B 依存性および i_C 依存性、ならびに D_7 の端子間電圧の電流依存性を打ち消す電圧を R_C によって生じさせ、 T_2 の巻線 N_S に誘起させる。軽負荷時と重負荷時とでは i_B と i_C との関係が異なるため、巻線 N_T を設けて重負荷時にも R_C の値を変えることなしに補償を可能にしている。

負荷は、 T_3 の 2 次側巻線に負荷抵抗 R_L を接続した交流負荷の場合と、同巻線と R_L との間にダイオード $D_8 \sim D_{11}$ から成るブリッジ整流回路とコンデンサ C 入力型平滑回路とを挿入して直流負荷とした場合との二通りについて調べることにする。

3. 軽負荷時の動作

定常状態では各半周期は同一動作の繰返しであるから、以下では T_{r1} が導通する正の半周期について考察する。この場合、 $D_1 \sim D_3$ は、SR のベース巻線 N_B に印加される電圧 e_B ($\approx v_{BE} + v_{D7}$) によって逆バイアスされ、遮断状態である。ここで、 v_{BE} は T_{r1} のベース・エミッタ間電圧、 v_{D7} は D_7 の端子間

Fig. 2 Circuit operations with light loading.

電圧である。

i_L が小さく、 T_1 の巻線 N_P による起磁力 $N_P i_C$ が巻線 N_F による起磁力 $N_F i_F$ より小さいとき、 D_4 と並列接続された巻線 N_D に正の起磁力を作る向きに電流が流れるため、 D_4 が導通し電流 i_{D4} が流れる。ここで、 i_F は R_F を流れる電流を表す。このとき、回路動作は Fig. 2 のようになる。 D_5 および D_6 は、電圧 $v_{D5} + v_{D6} (\approx v_{BE} + v_{D7} - v_{D4})$ によってわずかに順バイアスされるが、非導通である。ここで、 v_{D4} , v_{D5} , および v_{D6} はそれぞれ D_4 , D_5 , および D_6 の端子間電圧である。

Fig. 2 から、 i_{D4} は次式

$$i_{D4} = \frac{N_P N_2}{N_D N_1} \left(\frac{N_F N_3 E_S}{N_P N_2 R_F} - i_L \right) \quad (1)$$

で与えられる。したがって、次式が成り立つとき、 $i_{D4} > 0$ となる。

$$i_L < \frac{N_F N_3 E_S}{N_P N_2 R_F} \quad (2)$$

4. 重負荷時の動作

i_L が大きく、 $N_P i_C$ が $N_F i_F$ より大きいとき、 D_4 と並列接続された巻線 N_D に負の起磁力を作る向きに電流が流れるため、 D_5 および D_6 が導通し、電流 i_{D5} が流れる。このとき、回路動作は Fig. 3 のようになる。 D_4 は、電圧 $v_{D4} (\approx v_{BE} + v_{D7} - v_{D5} - v_{D6})$ によってほとんど零バイアスされ、非導通である。

Fig. 3 から、 i_{D5} は次式

$$i_{D5} = \frac{N_P N_2}{N_D N_1} \left(i_L - \frac{N_F N_3 E_S}{N_P N_2 R_F} \right) \quad (3)$$

Fig. 3 Circuit operations with heavy loading.

で与えられる。したがって、次式が成り立つとき、 $i_{D5} > 0$ となる。

$$i_L > \frac{N_F N_3 E_S}{N_P N_2 R_F} \quad (4)$$

5. 周波数補償の条件

軽負荷時および重負荷時を通じて、 f が i_L にも E_S にも関係しないための条件を考える。

①軽負荷時： f は、 e_B が時刻 t によらないとすると、次式

$$f = \frac{e_B}{4N_3 \phi_S} \quad (5)$$

で与えられる。ここで、 ϕ_S の SR は飽和磁束を表し、

$$e_B = V_{BE} + V_{D7} + M_1 i_L \quad (6)$$

$$M_1 = \frac{N_2}{N_1} \left\{ r_M + \frac{N_C}{N_B} (r_B + r_S + r_{BE} + r_{D7}) - \left(\frac{N_S}{N_R} \right)^2 \times \left(\frac{N_Q}{N_S} - \frac{N_C}{N_B} \right) (R_C + r_R) \right\} \quad (7)$$

r_B , r_S , および r_R は巻線抵抗を表す (V_{BE} , V_{D7} , r_M , r_{BE} , および r_{D7} を含めて解析の方法については付録を参照)。 i_L と無関係に f が一定となるための条件は、 M_1 を零とおくと

$$R_C + r_R = \frac{r_M + \frac{N_C}{N_B} (r_B + r_S + r_{BE} + r_{D7})}{\left(\frac{N_S}{N_R} \right)^2 \left(\frac{N_Q}{N_S} - \frac{N_C}{N_B} \right)} \quad (8)$$

となる。(8) 式の関係を満たすような R_C が存在するためには、

$$\frac{N_Q}{N_S} > \frac{N_C}{N_B} \quad (9)$$

という関係が成り立つ必要があることが分かる。

②重負荷時： e_B は

$$e_B = V_{BE} + V_{D7} + M_2 i_L + M_3 E_S \quad (10)$$

で与えられる。ここで、

$$M_2 = \frac{N_2}{N_1} \left[r_M + \left(\frac{N_C}{N_B} - \frac{N_P}{N_D} \right) (r_B + r_S + r_{BE} + r_{D7}) - \left(\frac{N_S}{N_R} \right)^2 \times \left\{ \frac{N_Q}{N_S} - \frac{N_C}{N_B} + \left(1 - \frac{N_T}{N_S} \right) \frac{N_P}{N_D} \right\} (R_C + r_R) \right] \quad (11)$$

$$M_3 = \frac{N_F N_3}{N_D N_1 R_F} \left\{ r_B + r_S + r_{BE} + r_{D7} + \left(\frac{N_S}{N_R} \right)^2 \times \left(1 - \frac{N_T}{N_S} \right) (R_C + r_R) \right\} \quad (12)$$

(5) 式で与えられる f が i_L によらず一定となるための条件は、 M_2 を零とおくことにより次式のように求められる。

$$R_C + r_R = \frac{r_M + \left(\frac{N_C}{N_B} - \frac{N_P}{N_D} \right) (r_B + r_S + r_{BE} + r_{D7})}{\left(\frac{N_S}{N_R} \right)^2 \left\{ \frac{N_Q}{N_S} - \frac{N_C}{N_B} + \left(1 - \frac{N_T}{N_S} \right) \frac{N_P}{N_D} \right\}} \quad (13)$$

負荷状態が変わっても R_C を取り替えることはできないので、 R_C は①で選んだ値のままとする。(8) 式を(13)式に代入して ($R_C + r_R$) を消去すると、次式を得る。

$$\frac{N_T}{N_S} = 1 + \frac{r_B + r_S + r_{BE} + r_{D7}}{r_M + \frac{N_C}{N_B} (r_B + r_S + r_{BE} + r_{D7})} \left(\frac{N_Q}{N_S} - \frac{N_C}{N_B} \right) \quad (14)$$

この式を満たすように N_T を選ぶと、軽負荷時および重負荷時を通じて f が i_L に依存しなくなる。(9) および (14) 式から

$$N_T > N_S \quad (15)$$

となることが分かる (Fig. 1 の T_{2a} および T_{2b} を参照)。

ところで、(8) 式の ($R_C + r_R$) と (14) 式の N_T/N_S とを (12) 式に代入すると、 $M_3 = 0$ となる。したがって、重負荷時に、 f が E_S に無関係となる。軽負荷時に f は元々 E_S に依存しないので、軽負荷時および重負荷時を通じて、 f が E_S にも依存しなくなる。

6. 発振停止条件

重負荷時の i_B は、次式

$$i_B = \left(\frac{N_C}{N_B} - \frac{N_P}{N_D} \right) i_C + \frac{N_F N_3 E_S}{N_D N_1 R_F} \quad (16)$$

に示すように E_S の影響を受け、軽負荷時とは異なり i_C に比例しない。 i_L がさらに増加して過負荷状態になると、回路は発振を停止する。発振停止時の i_L すなわち最大負荷電流 i_{Lm} は、(16) 式、 $i_C = h_{FE} i_B$, および $i_C = (N_2/N_1) i_L$ から次式で与えられる。

$$i_{Lm} = \frac{h_{FE} \frac{N_F N_3 E_S}{N_D N_1 R_F}}{1 - \left(\frac{N_C}{N_B} - \frac{N_P}{N_D} \right) h_{FE}} \quad (17)$$

7. 実験結果

提案回路の動作を確認するため、SR にセンパーマックス磁心 (外径 60 mm, 内径 45 mm, 高さ 10 mm, テープ厚さ 0.025 mm) を用いて実験した。直流負荷の場合について、測定結果を示す。Fig. 4 は最大負荷電流 I_{Lm} と R_F との関係 (過負荷保護特性) である。次に、発振周波数補償特性について、 f 対 I_L 特性を Fig. 5 に、 f 対 E_S 特性を Fig. 6 に示す。いずれも Fig. 1 の特性ならびに過負荷保護および発振周波数補償を行わない (Fig. 1 から T_1 , T_2 , $D_1 \sim D_6$, R_F , および R_C を取り除いた) 場合

Fig. 4 Characteristics of overload protection.

Fig. 5 Oscillation frequency f vs. characteristics of the load current I_L .

Fig. 6 Oscillation frequency f vs. characteristics of the supply voltage E_S .

の特性について調べた。なお、交流負荷時においても同様の特性を示すことを確認した。以上の結果から、過負荷保護と発振周波数補償とが可能であることが分かる。

Fig. 4~6 の測定に際し、 $R_C=5.6\ \Omega$ および $N_T=60$ とした。これらは実験的に求めた最適と思われる値である。これに対し (8) および (14) 式から計算した値はそれぞれ $R_C=6.5\ \Omega$ および $N_T=75$ であった。両者には若干のずれを生じた。トランジスタのパラメータの温度依存性や電流依存性などを考慮して解析することにより、正確な計算値を得ることができると考えられる。

実験および計算に用いた数値(測定値)は次のとおりである。 $N_1=N_2=N_3$, $N_B=N_D=N_F=100$, $N_C=N_P=N_Q=10$, $N_S=50$, $N_R=150$, $V_{BE}=0.75\text{ V}$, $V_{D7}=0.78\text{ V}$, $r_{BE}=0.10\ \Omega$, $r_M=0.038\ \Omega$, $r_{D7}=0.08\ \Omega$, $r_S=0.067\ \Omega$, $r_B=0.13\ \Omega$, $r_R=0.26\ \Omega$, $C=4400\ \mu\text{F}$.

8. む す び

過負荷に対する保護機能と発振周波数を一定に保つ補償機能とを併せ持つ電流帰還型磁気マルチを提案し、実験によって動作を確認した。また、周波数補償条件と発振停止条件とを導出した。これらの条件に共通に含まれるのは巻数比 N_C/N_B だけ

であることに注意すれば、周波数補償条件と発振停止条件とを互いに独立に設定できる。SR などの磁気特性と回路動作との関連性、ならびに発振周波数特性および最大負荷電流特性を含めたさらに正確な解析については稿を改めて報告したい。

文 献

- 1) G. H. Royer: *AIEE Trans. Commun. Elect.*, **74**, 322 (1955).
- 2) J. L. Jensen: *IRE Trans. Circuit Theory*, **4**, 276 (1957).
- 3) T. G. Wilson and E. T. Moore: *IEEE Trans. Commun. Elect.*, **83**, 424 (1964).
- 4) 甲木昭彦, 原田耕介: 電気学会論文誌 (C), **104**, 181 (1984).
- 5) B. T. Szpakowski: Proc. INTELEC 79, Washington, D. C., 1979, p. 94 (The IEEE Communications Society, 1979).
- 6) 甲木昭彦, 松島雅寛: 日本応用磁気学会誌, **19**, 577 (1995).
- 7) 甲木昭彦, 松島雅寛, 大内山真樹: 日本応用磁気学会誌, **20**, 637 (1996).

付 録

解析の方法: 実験を用いた SR の保磁力の測定値は 1.5 A/m , 起磁力 m.m.f. に換算すると 0.26 A である。m.m.f. のピーク値は、最も小さい場合 ($I_L=1.0\text{ A}$ のとき) で 19 A であった。センバックス磁心は、ヒステリシス曲線の肩の曲がり角がセンデルタなどと比べると緩やかであるが、本回路ではかなり深い飽和領域にまで励振されている。そこで、解析に当たっては、SR が Fig. A1 に示す理想的角形磁化特性を持つと仮定した。 T_1, T_2 , および T_3 は理想変成器とする。次に、 D_7 および T_{r1} の導通状態に対する等価回路をそれぞれ Fig. A2(a), (b) とする。ここで、 V_{D7} および V_{BE} は接合電圧である。 r_{D7} は v_{D7} の電流依存性を、 r_{BE} および r_M はそれぞれ v_{BE} の i_B 依存性、 i_C 依存性を表す。 R_S には通常高抵抗が使われるため、Fig. 2 および Fig. 3 では、その値は無限大とし R_S の記載を省略した。これらの図の D_7 および T_{r1} をそれぞれ Fig. A2(a), (b) で置き換え回路方程式をたてると、軽負荷時または重負荷時の解析ができる。

Fig. A1 Magnetization curve of SR.

Fig. A2 Equivalent circuits of D_7 and T_{r1} .

1996 年 10 月 16 日受理, 1997 年 1 月 16 日採録