負帰還制御により自励発振周波数を安定化した

電流帰還型磁気マルチバイブレータ

Oscillation-Frequency Stabilization Using Negative Feedback Control
in Self-Excited Current-Feedback Magnetic Multivibrator

甲木昭彦・松島雅寛・清水靖夫

九州工業大学情報工学部, 福岡県飯塚市川津 680-4 (〒820-8502)

A. Katsuki, M. Matsushima, and Y. Shimizu

Faculty of Computer Science and Systems Engineering, Kyushu Inst. of Tech., 680-4 Kawazu, Iizuka-shi, Fukuoka 820-8502

Though current-feedback magnetic multivibrators are highly efficient and reliable, the oscillation frequency normally varies according to the load current. This paper proposes a new, negative-feedback-controlled, current-feedback magnetic multivibrator. The resulting circuits have almost constant oscillation frequency, provided by a control circuit including a frequency-voltage converter (F-V converter). Two types of F-V converter were used. One is a monostable multivibrator, and the other is a phase-locked loop (PLL). New magnetic multivibrators using the frequency compensation circuit thoroughly cancel the dependence of junction voltages on the load current. Variations in saturated flux of the saturable core also have no effect on the oscillation frequency. Oscillation frequency was best compensated at a fixed value when a PLL was employed.

Key words: magnetic multivibrator, saturable core, oscillation frequency, frequency compensation, monostable multivibrator, phase-locked loop

1. まえがき

1 個の可飽和磁心と 2 個のスイッチング用バイポーラ・トランジスタを用い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) は, 回路動作が磁心の磁束に支配されかつ半導体スイッチ素子が電流制御型であるためノイズによる誤動作の危険性が低く, しかも部品数が少ないため, 数 kW 程度以下の高信頼性電源回路として有用である. Table 1 は, 代表的な磁気マルチの特徴を比較したものである.

単磁心の Royer 型磁気マルチ¹⁾ は, 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使用できるが, 転流の際にコレクタ電流波形にスパイクを生じるため, 効率低下や電圧ノイズ発生などの問題がある. 次に, 出力

Table 1 Comparison of self-excited, push-pull magnetic multivibrators

	Collector current spike	Overdrive at light loading	Dependence of oscillation frequency		
			on load current variation	on supply voltage variation	on saturated flux variation
Royer circuit	Yes	Yes	No	Yes (Proportional)	Yes (inverse-proportional)
Jensen circuit	No	Yes	Yes	Yes	Yes (inverse-proportional)
Wilson-Moore circuit	No	No	Yes	No	Yes (inverse-proportional)
Improved circuits	No	No	No	No	Yes (inverse-proportional)
New circuits	No	No	No	No	No

Fig. 1 Current-feedback magnetic multivibrator (Wilson-Moore circuit).

Fig. 2 Frequency-compensated, current-feedback, magnetic multivibrator.

用に線形変成器を持つ Jensen 型磁気マルチ²⁾は、ベース駆動用変成器磁心の飽和に伴うベース電流の減少によって転流するので、コレクタ電流スパイクを除去できる。Jensen 型磁気マルチの発振周波数は、pn 接合電圧を利用することから、Royer 型磁気マルチ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³⁾。

Royer 型磁気マルチおよび Jensen 型磁気マルチでは、ベース駆動が電圧帰還によって行われるため、軽負荷時はトランジスタが過駆動されて少数キャリア蓄積時間が長くなり、電源電圧が大幅に変動する場合は高電圧時にベース電流制限抵抗での電力損が増加する。これらに対し、コレクタ電流とベース電流との比を一定に保つとともにベース電流制限抵抗を除去した Wilson-Moore 型磁気マルチ⁴⁾（以下、電流帰還型磁気マルチ）は、負荷電流が変動し

ても少数キャリア蓄積時間の影響をほとんど受けないため、高効率であり高周波動作にも適する。また、Jensen 型磁気マルチと同様の理由により、コレクタ電流スパイクを生じない。

電流帰還型磁気マルチにおいては、負荷電流に比例してベース電流が変動し、しかも発振周波数の決定に pn 接合電圧を利用する。従って、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。発振周波数は、交流負荷時には負荷動作に悪影響を及ぼさないようにするため、直流負荷時にはフィルタ設計などのノイズ対策を容易にするため、可能な限り一定であることが好ましい。

そこで筆者らは、負荷電流に応じて接合電圧を補償し発振周波数をほぼ一定に保つ電流帰還型磁気マルチを既に提案した^{5), 6)} (Table 1 に "Improved circuits" と表示)。文献 5) では、線形変成器を 1 個追加して、負荷電流の瞬

(a) Circuit using F-V conversion by monostable multivibrator.

(b) Circuit using F-V conversion by PLL.

Fig. 3 Control circuits for frequency compensation.

時値に応じた補償電圧を作りバイアス回路に供給した。文献 6)では、負荷電流による半導体素子の温度上昇をサーミスタによって検出し、負荷電流の実効値に対応して補償を行った。しかし、可飽和磁心の飽和磁束の変動などについては、考慮の対象外であった。

本論文では、発振周波数変動の原因を限定せずしかも周波数補償の高精度化を図ることを目的として、発振周波数を検出してバイアス回路に補償電圧を帰還し固定周波数の自励発振回路を実現する方法を提案する。その際に、周波数・電圧変換器として、単安定マルチバイブレタを用いた場合⁷⁾と位相同期ループ(Phase-Locked Loop, PLL)を用いた場合⁸⁾について比較検討する。

2. 回路構成

電流帰還型磁気マルチの回路図を Fig. 1 に、提案する新しい周波数補償回路付き磁気マルチの回路図を Fig. 2 に示す。Fig. 1 および Fig. 2 において、 E_s は電源電圧、 T_{r1} および T_{r2} はスイッチング用トランジスタである。SR は可飽和磁心を有する電流帰還用変成器、T は出力用線形変

成器である。 N_B 、 N_C 、 N_I 、および N_2 (Fig. 2 では N_3 を含む) は、各巻線を表す。負荷は、T の二次側巻線に負荷抵抗 R_L を接続した交流負荷の場合と、ダイオード $D_1 \sim D_4$ による整流回路およびコンデンサ C による平滑回路を挿入した直流負荷の場合とを考える。

3. 発振周波数補償

発振周波数 f は、巻線 N_B の巻線数を N_B 、誘起電圧(厳密には半周期あたりの平均電圧)を e_B 、および SR の飽和磁束を Φ_s とすると、次式

$$f = \frac{e_B}{4N_B\Phi_s} \quad (1)$$

で表される。従来は e_B の変動だけを補償の対象として考慮していたが、今回は Φ_s の変動についても考慮する。 Φ_s は、SR の起磁力の振幅や温度にも依存する。

発振周波数補償用の制御回路は、Fig. 2 において、破線で囲った部分である。最初に、磁気マルチの出力電圧 v_3 を低域通過フィルタ(LPF)に通して、高周波ノイズおよび高調波電圧の一部を除去する。LPF の出力電圧 v_4 は、周

Fig. 4 Ideal waveforms in control circuits.

波数・電圧変換器(F-V converter)に導かれ、増幅された後に制御信号 V_9 となる。以下では、二種類の周波数・電圧変換器を用いた場合について、比較検討する。単安定マルチバイブレータ(Monostable multivibrator)を用いた制御回路図をFig. 3(a)に、PLLを用いた制御回路図をFig. 3(b)に示す。Fig. 4は、各部の理想的な動作波形である。

3.1 単安定マルチバイブレータを用いる方法

電圧 v_4 は、比較器(Comparator)で方形波電圧 v_5 に変換される。実験回路では、電圧 v_5 の立ち上がり時から一定時間幅を持つパルス電圧 v_6 を出力した。反転型増幅器を用いたLPFを使って直流分を取り出すと、負の電圧 V_8 が得られる。適当な基準電圧(Reference voltage) V_7 を用いて制御回路の出力電圧 V_9 の符号を正とし、非反転型の誤差増幅器(Error amplifier)を用いることで電圧 V_8 の増減を電圧 V_9 の増減と一致させた。この増幅器と出力端子との間の回路は、出力端子からの電流吸い込みを可能にする。

実験機の場合、スイッチング用トランジスタの最大ベース電流が約0.8Aである。ベース・バイアス回路に制御電圧を伝達する回路を構成する際に、ダーリントン接続したトランジスタ $T_{r3} \sim T_{r5}$ を用いて電流を小さくし、かつカレントミラーを用いた電流吸い込み回路を外付けすることによって、汎用のオペアンプを使えるようにした。例えば、周波数 f が上昇すると、電圧 V_8 および V_9 が減少し、 T_{r5} のコレクタ・エミッタ間電圧が減少してSRのベース巻線 N_b に印加される電圧を下げ、 f を低下させる。このような

Fig. 5 Oscillation frequency, f , versus characteristics of load current, I_L .

負帰還制御によって、発振周波数の補償が可能となる。

3.2 位相同期ループを用いる方法

位相同期ループ(PLL)における低域通過フィルタ(LPF)の出力直流電圧は、電圧制御発振器(Voltage Controlled Oscillator, VCO)の定数を適切に選ぶと、位相検出器(Phase detector)に入力される信号周波数に比例する。実験回路に用いたPLLでは、LPFの出力電圧 V_7 は正で、発振周波数が増加すると電圧 V_7 は減少する。従って、電圧 V_7 を非反転型の増幅器に入力し、符号および増減が変化しないように増幅して制御回路の出力電圧 V_9 を取り出せば、以降は3.1と同様にして発振周波数の補償が可能となる。この場合、基準電圧は、電圧の符号が変化しないように適当な電圧シフトを行う目的で使われている。

4. 実験結果

SRにセンパックス磁心(ケースの外径60mm, 内径45mm, 高さ10mm, およびテープ厚さ0.025mmの環状磁心)を用いて実験した。補償を行ったFig. 2の回路における f の測定値を、Fig. 5に示す。ここでは、直流負荷時について、データを記載した。比較のため、発振周波数を補償せず、かつ3個のダイオード $D_5 \sim D_7$ を使用してバイアス回路に含まれるpn接合の数を揃えたFig. 1の回路の特性も示した。

負荷電流 I_L が0.5Aから8Aまで変化した場合の発振

周波数の変動率は、周波数補償を行わない Fig. 1 の回路で約+27%であった。なお、バイアス回路に含まれるダイオードを3個に変更して補償した文献 5) の回路では約+2%, 文献 6) の回路では約-4%であった。これに対し Fig. 2 の回路では、単安定マルチバイブレータを用いた Fig. 3(a) で補償した場合は約-0.03%, PLL を用いた Fig. 3(b) で補償した場合は約±0.01%であった。筆者らの実験室におけるノイズ環境および測定器の精度を考慮すると、約±0.01%という数値は測定限界に近いと言っても良いと思われる。PLL によって補償した場合は、測定誤差になる程、周波数は一定になった。

5. むすび

周波数・電圧変換器による負帰還制御を行って発振周波数を補償する方法を提案し、実験によって動作を確認した。二種類の周波数・電圧変換器を用いて比較したところ、PLL による制御の方が、定常特性に関する限り特性が優れていることが分かった。この理由として、単安定マルチバイブレータ使用時は周波数を直接検出するのに対し、PLL 使用時は周波数の積分である位相を検出するため位相の定常誤差が周波数の誤差とはならないことが考えられる。

電圧波形で信号処理する電子回路を制御回路に用いると、磁気マルチ本体と比べて制御回路の方がノイズに対して誤動作の可能性が高いと考えられる。しかし、制御回路が一時的に誤動作しバイアス回路に適当でない補償電圧を帰還した場合でも、磁気マルチの発振周波数は可飽和磁心の磁束、すなわちベース巻線に誘起される電圧の積分値

で決まるため、直ちに周波数が異常を示す可能性は低いと思われる。PLL を用いる場合は、最高動作周波数の制限を受けなければ、線形 PLL を使う方がデジタル論理回路を含まないので誤動作の危険性が少ないと言えるであろう。

ノイズを受けた際の誤動作に関する特性、恒温槽を用いた周囲温度変化に対する発振周波数特性の測定、負荷電流が例えばステップ的に変化する場合の発振周波数特性すなわち過渡応答特性についての検討などは、今後の課題としたい。

文 献

- 1) G. H. Royer: *AIEE Trans. pt. 1 (Commun. Elect.)*, **74**, 322 (1955).
- 2) J. L. Jensen: *IRE Trans. Circuit Theory*, **CT-4**, 276 (1957).
- 3) 甲木昭彦, 原田耕介: 電気学会論文誌(C), **104**, 181 (1984).
- 4) T. G. Wilson and E. T. Moore: *IEEE Trans. Commun. Elect.*, **83**, 424 (1964).
- 5) 甲木昭彦, 松島雅寛: 日本応用磁気学会誌, **19**, 577 (1995).
- 6) 甲木昭彦, 松島雅寛, 武田憲児: 日本応用磁気学会誌, **26**, 711 (2002).
- 7) 甲木昭彦, 田原和佳: 第 24 回日本応用磁気学会学術講演概要集, 東京, 2000, p. 219, (日本応用磁気学会, 東京, 2000).
- 8) 甲木昭彦, 松島雅寛, 清水靖夫: 第 26 回日本応用磁気学会学術講演概要集, 小金井市, 2002, p. 461, (日本応用磁気学会, 東京, 2002).

2002 年 10 月 7 日受理, 2003 年 1 月 17 日採録