

特集 磁気エレクトロニクスの最近の進歩

磁気増幅器制御型マイクロスイッチング・ レギュレータの開発

山沢 清人*・中島 浩之**

A Microswitching Regulator Controlled by a Magnetic Amplifier

Kiyohito YAMASAWA and Hiroyuki NAKAJIMA

A magnetic core with micrometer-size will have useful applications in a minute instrumentation of a weak and high-frequency magnetic field and in energy conversion systems such as a switching power IC and a micromagnetic actuator for medical uses. The integration of a magnetic circuit, however, is far behind a semiconductor device.

Recently, a magnetic thin film with very low loss is developed and a high frequency switching technique is progressed rapidly. The developments yield a magnetic integrated circuit for a practical application.

This paper describes basic characteristics of a micromagnetic core composed of an amorphous magnetic film and a zigzag planar coil. The micromagnetic core is used as a main transformer of switching regulators controlled by a magnetic amplifier. The operations and the loss of the microswitching regulator are analysed.

1. はじめに

半導体デバイスの高い集積度に比較して、磁気デバイスの集積化は遅れている。この状況は本来磁気と電気が相補う性質を持つことからすると決して好ましいことではない。

磁気デバイスは半導体デバイスとは異なり、インパルスノイズに強く、高温、多湿、振動などの劣悪な使用環境に耐え、かつ磁気回路を介してエネルギー変換が容易であるなどの利点を有している。これらの特徴を活かせば、半導体とはひと味違った高信頼性で高性能の集積化デバイスとなる。

すなわち、磁性薄膜と平面コイルで構成される積層マイクロ磁心を薄膜多層化技法によって高い集積度で作製し、信号の検出、増幅、変調、演算を磁気回路上で行う集積化磁気デバイス（マグネティック IC）が開発可能であり、また同一チップ上に磁気回路と半導体回路を組み込み、これを超高速でスイッチングさせることによって電力変換用ハイブリ

* 電気電子工学科 助教授

** 日本電信電話㈱

ッド IC を開発することも期待できる¹⁾。

集積化磁気デバイスのように磁束鎖交数の多量発生が本質的に不可能なデバイスでは高速スイッチングによって高い出力電圧を得ることになる。最近の高周波スイッチング技術の進展は極めて急速であり²⁾、インダクタンスを含む回路を10MHz以上の周波数帯域で作動させることも比較的容易となりつつある。このような技術に立脚してスイッチング電源は小型・軽量化が図られ³⁾、信頼性を高める分散形電源システムも考えられる。しかし、スイッチング電源をICチップに搭載できるハイブリッドIC型とするためにはスイッチング周波数の高周波化だけではなく、出力トランスの多層薄膜化に伴う発熱の処理、チップ内部の電磁誘導障害の除去などを総合的に検討することが必要となる。

ここでは集積化磁気回路の基本形としてつづら折れ平面コイルを上下2枚の高透磁率磁性薄膜で挟むように配置された構造の積層マイクロ磁心に着目する^{4),5)}。この構造の磁心は高周波特性に優れると共にコイル間のエネルギー伝送が良好で、かつ磁性薄膜の磁気特性のばらつきに対する許容範囲が広く、量産に適合するなどの特徴を有する。

以上の考えに基づき、アモルファス磁性薄膜とエッチング加工した平面コイルを積層した構造のマイクロ磁心について、高周波領域におけるインダクタ特性と変圧器特性の検討を行い、磁心の等価回路、エネルギー変換効率などを考察した。

次いで、積層マイクロ磁心を用いた電力変換用ハイブリッドICの開発を目的とし、マイクロ磁心を出力トランスとするMHz帯の高周波駆動型マイクロスイッチング電源について動作特性の検討を行い、磁心およびスイッチング素子の損失の発生機構、損失を低く抑えた出力電圧の磁気増幅器による制御方式などを考察した。

本報告は以上の実験と考察の結果を述べるものである。

2. 積層マイクロ磁心の特性

2.1 積層マイクロ磁心の構成と高周波インダクタ特性

図1には積層マイクロ磁心のコイル形状と磁心構成を示す⁶⁾。この磁心はMHz帯の特性が比較的優れている⁷⁾。平面コイルはつづら折れ形状で、 31.5×41.5 mmの寸法である。つづら折れの回数は2で、巻数は8である。コイル導線は幅が0.5mmで厚さが $35\mu\text{m}$ の銅箔製であり、厚さ $50\mu\text{m}$ のポリイミドフィルムで裏打ちされ、機械的強度を得ている。表1には磁性層となるアモルファス磁性薄膜⁸⁾の磁気特性を示す。この磁性薄膜はスパッタ法で作製された厚さ $12\mu\text{m}$ のCo-Zr系アモルファス合金であり、飽和磁束密度は $B_m =$

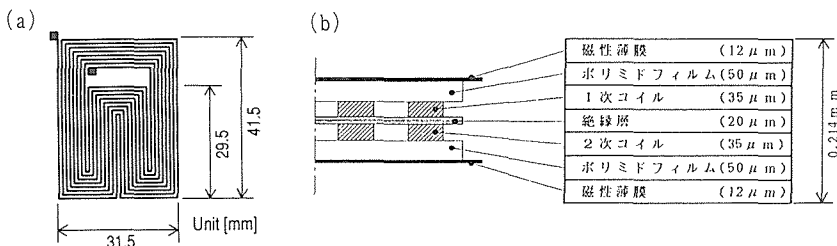


Fig. 1 Structure of the multilayered micromagnetic core.

(a) Zigzag planar-coil. (b) Microtransformer.

Table 1 Properties of the Co-Zr amorphous core.

組成	幅 [mm]	長さ [mm]	厚さ [μm]	飽和磁束密度 [T]	作製方法
Co-Zr系	30	60	12	0.8	スパッタ法

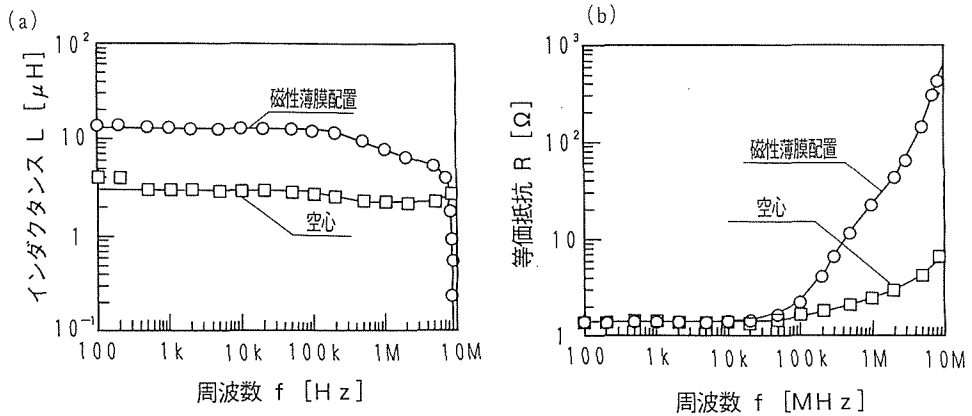


Fig. 2 Frequency dependence of inductance and resistance.

(a) Self inductance. (b) Equivalent resistance.

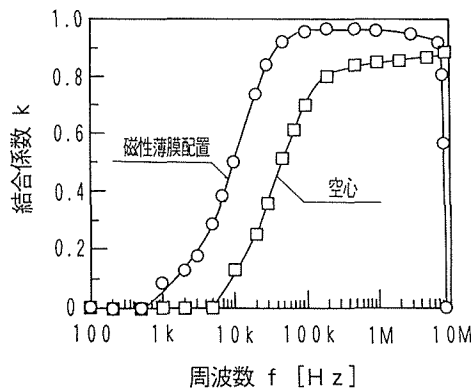


Fig. 3 Coupling constant of the magnetic core.

0.8Tである。この磁心は平面コイル2枚を厚さ $d=20\mu\text{m}$ の絶縁層を介して重ね、その上下にアモルファス磁性薄膜を配置した構成となっている。

図2には $d=20\mu\text{m}$ とした積層マイクロ磁心のインダクタンス L と等価抵抗 R の周波数依存性をインピーダンスアナライザで測定した結果を示す。これより、試作積層マイクロ磁心のインダクタンスと等価抵抗は測定周波数 $f=1\text{MHz}$ において $L=8\mu\text{H}$ で $R=25\Omega$ となること、 $f=8.6\text{MHz}$ で漂遊容量と並列共振を起こして $L=0$ となることなどがわかる。また、 R - f 特性から計算される渦電流等価抵抗は周波数に比例し、表皮効果による銅

損を表す等価抵抗は周波数の1/2乗に比例する。

図3にはインダクタンスの測定結果より求めた1次と2次巻線の結合係数 k の周波数依存性を示す。 $f=0.1\sim 5\text{MHz}$ の周波数領域における結合係数は $k=0.96$ と大きいことがわかる。

以上より、この積層マイクロ磁心の面積は大きいが厚さは1mm以下と薄く、かつMHz帯域の磁気特性も良好であり、高周波駆動型スイッチング電源への応用が十分に期待できる。以後この積層マイクロ磁心を磁心#1と称する。

2.2 積層マイクロ磁心の変圧器特性

図4(a)には積層マイクロ磁心#1の変圧器特性の測定回路を示す。磁心#1は周波数 $f=1\text{MHz}$ の正弦波電圧 v_m によって励磁される。同図(b)は1次電流 $I_1=60\text{mA}$ 一定とした場合の1次・2次間の電圧比 $a=V_2/V_1$ の出力電流 I_2 に対する依存性の測定結果である。ここで、磁心#1の1次・2次コイル間の絶縁層の厚さは $d=7\mu\text{m}$, $14\mu\text{m}$, $21\mu\text{m}$ と

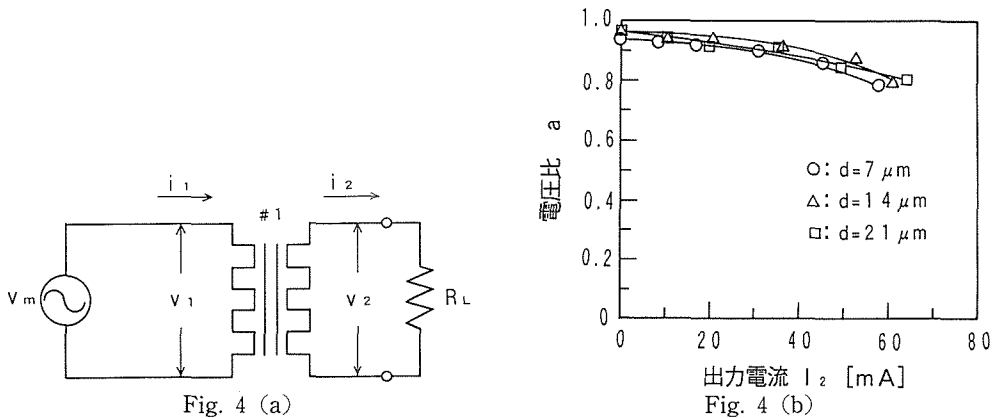


Fig. 4 Transformer characteristic. (a) Measuring circuit. (b) Voltage ratio.

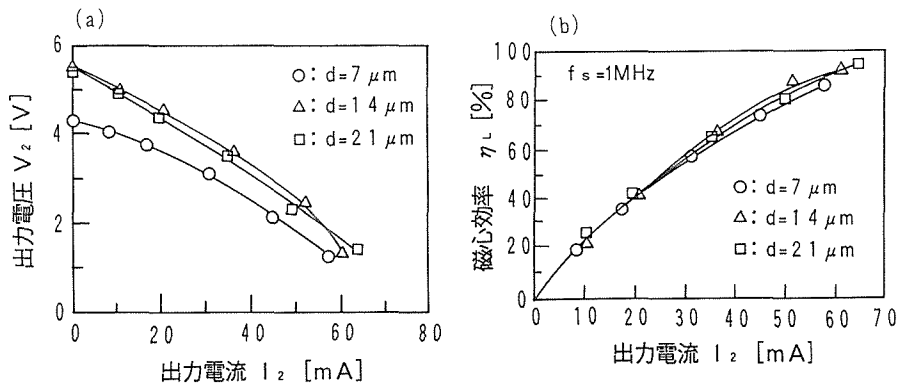


Fig. 5 Load characteristics of the transformer.

(a) The output voltage vs. output current. (b) The efficiency vs. output current.

変えてある。これより、電圧比は負荷の大きさによって異なるが、 $a=0.8\sim 0.95$ であること、および絶縁層の厚さによる電圧比の差異は $d=7\sim 21\mu\text{m}$ の範囲では見られないことがわかる。これは絶縁層の厚さが $7\sim 21\mu\text{m}$ と変化しても、コイル導体の幅は $500\mu\text{m}$ と大きいこと、鎖交磁束の磁路長の変化が小さく、漏れ磁束の変化も少ないためであると考えられる⁹⁾。

図5 (a) と (b) は負荷特性と磁心効率である。コイルの直流抵抗が大きいため出力電流の増加に伴う出力電圧 V_2 の減少の割合は大きいものの、磁心効率は $\eta_c=90\%$ と高い値に達し、エネルギー変換の能力は優れたものとなっている。また、絶縁層の厚さに対する特性の違いは少ないため、冷却効果を考慮して積層マイクロ磁心 #1 の絶縁層は厚さ $20\mu\text{m}$ とする。

3. 2次側磁気増幅器制御型マイクロスイッチング・レギュレータ^{5),10),11)}

可飽和リアクトルは制御磁化力を入出力とは独立して与えることによりインダクタンスを変化させて出力回路の電圧-電流特性を調整できる。この動作を利用して、増幅作用あるいは制御作用を行うデバイスが磁気増幅器である。スイッチング電源の制御では、磁気増幅器は出力トランスの負荷側に設置され、出力電圧を負荷の大きさに依存せず一定とするように機能する。まず、MHz帯域で作動する磁気増幅器の特性を簡単に述べる。

3.1 制御用磁気増幅器の特性

図6には試作の薄形可飽和リアクトルの形状と寸法を示す。厚さ $20\mu\text{m}$ 、長さ 20mm 、幅 5mm のCo系アモルファス磁性薄帯¹²⁾(ACO-5SH, 日立金属製)を層間絶縁を施さずに3枚重ね、薄帯の中心部に巻線用の穴をあけた構造であり、熱処理は特に行っていない。

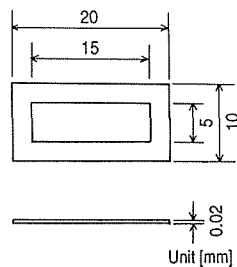


Fig. 6 Structure of the saturable reactor.

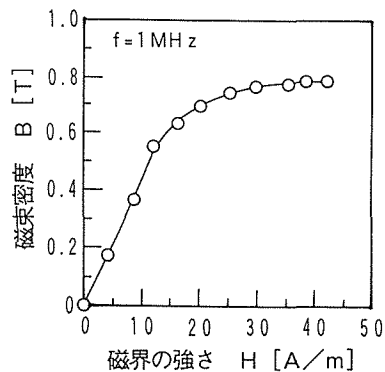


Fig. 7 AC magnetizing curve of the reactor.

Table 2 Properties of the saturable reactor.

有効断面積 [mm ²]	平均磁路長 [mm]	飽和磁束密度 [T]	保磁力 [A/m]	角形比
0.25	50	0.78	0.36	0.9

表2には薄形可飽和リアクトルの諸元を示す。この磁心の直流ヒステリシスループから求められる飽和磁束密度、保磁力およびヒステリシスループの角形比は各々 $B_m=0.78\text{T}$ 、 $H_c=0.36\text{A/m}$ 、 $\alpha=0.9$ である。

図7は薄形可飽和リアクトルの交流磁化特性である。ただし、励磁は周波数 $f=1\text{MHz}$ の電圧矩形波である。この磁化特性より、磁気増幅器として用いた場合の全制御磁化力は $H_k=23\text{A/m}$ となること、および高周波励磁にもかかわらず磁化特性の角形性は良好であることがわかる。

3.2 スイッチング・レギュレータの動作特性

図8は積層マイクロ磁心#1を主変圧器として用いた磁気増幅器による2次側制御型スイッチング・レギュレータの回路構成である。図中、# L_s は磁気増幅器であり、 V_1 と V_0 は入力電圧と出力電圧である。この回路は矩形波発振器の出力をスピードアップトランジスタを通してFETのゲートに入力させ、高周波スイッチングを行う。これによって、積層磁心#1の1次側磁束を変化させ、2次側に電力を伝達するフライバック方式である。2次側に発生した電圧は磁気増幅器# L_s を通り、平滑化されて出力となる。シャント・レギュレータTL431の基準電圧と比較され、出力電圧が大きい場合にはトランジスタ Tr_3 はオンとなる。この時コレクタに接続されている制御用ダイオード D_2 によって磁気増幅

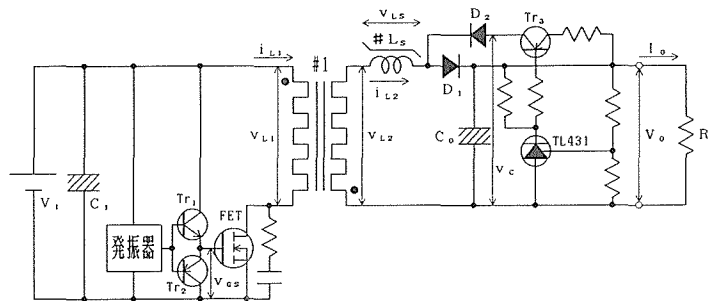


Fig. 8 Circuit diagram of the microswitching regulator controlled by a magnetic amplifier.

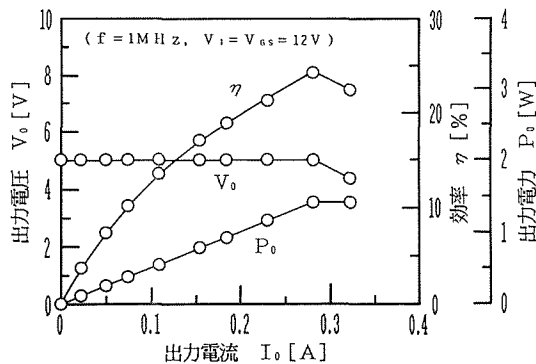


Fig. 9 Load characteristics of the microswitching regulator.

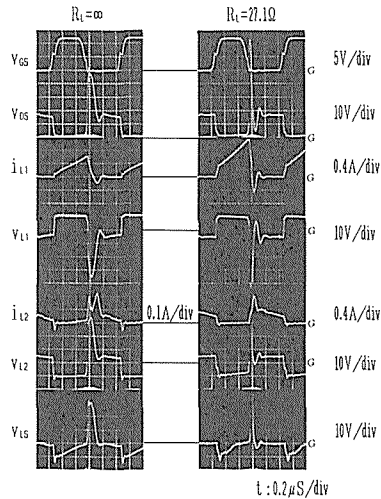


Fig. 10 Waveforms of the microswitching regulator.

器はリセットが進み、出力電圧が低下し、定電圧が得られる。

図9は磁気増幅器制御型マイクロスイッチングレギュレータの出力電圧 V_o 、効率 η および出力 P_o の出力電流 I_o に対する依存性を示すものである。また、図10には各部の動作波形を示す。ただし、入力電圧は $V_i=12V$ で、ゲートソース間電圧は $V_{GS}=12V$ 、スイッチング周波数は $f=1MHz$ である。出力電圧の設定値は $V_o=5V$ である。これより、試作スイッチング・レギュレータは $f=1MHz$ の高周波で正常に動作していることが波形より確認できること、出力電流の範囲が $I_o=0\sim 0.28A$ で良好な定電圧性が得られ、最大効率 $\eta_{max}=24.1\%$ で、出力最大値は $P_{omax}=1.4W$ であることがわかる。

3.3 損失解析

試作スイッチングレギュレータは良好な定電圧特性を示すが、その動作効率は低い値となっている。ここでは効率の改善を目的として損失の解析を行う。表3(a)と(b)は各々負荷抵抗を $R_L=27\Omega$ とした場合の回路効率、磁心効率、および回路素子の損失とその割合を各部波形より計算した結果である。これより、主変圧器に用いている積層マイクロ磁心#1の磁心効率は $\eta=70.8\%$ と高く、回路全体に占める磁心の損失は13%と低いこと、磁気増幅器の損失は6.9%であること、FETの損失は52.9%と高く、回路損失の半分以上を占めていることがわかる。

3.4 スwitching周波数に関する考察

次に、スイッチング周波数を変えた場合の動作特性について述べる。図11(a)と(b)はスイッチング周波数を $f=1\sim 5MHz$ の範囲で変えた時の磁気増幅器制御型スイッチング・レギュレータの負荷特性および効率対出力電流特性である。ただし、入力電圧は $V_i=12V$ 一定であり、出力電圧は $V_o=5V$ に設定してある。出力電圧が定電圧特性となる範囲はスイッチング周波数 f の増加に伴い減少する。これは入力電圧が一定であるため、

Table 3 Efficiency and losses in the regulator.

(b) Losses and the rate.

(a) Efficiencies of the circuit and the transformer.

	2次側 磁気増幅器制御
入力電力[W]	4.68
出力電力[W]	0.92
回路効率[%]	19.7
1次電力[W]	1.68
2次電力[W]	1.19
磁心効率[%]	70.8

	2次側 磁気増幅器制御	
回路素子	損失[W]	割合[%]
積層マイクロ磁心	0.49	13.0
F E T	1.99	52.9
スピードアップTr	0.36	9.6
矩形波発生回路	0.06	1.6
1次側その他	0.59	15.7
可飽和リアクトル	0.26	6.9
ダイオード	0.02	0.5
2次側その他	0.09	2.4
合計	3.76	100.0

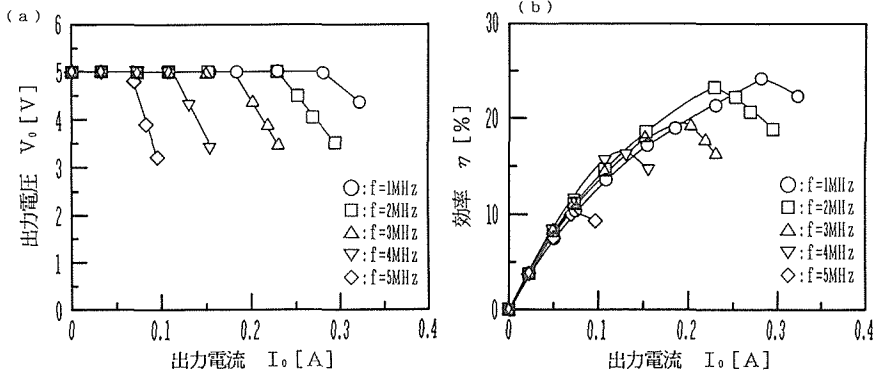


Fig. 11 Frequency dependence of the load characteristics.

(a) The output voltage vs. output current. (b) The efficiency vs. output current.

f の増加に伴い入力が増加することによるものと考えられる。また、 f の増加に伴う効率の低下は FET の損失増加と磁気増幅器の損失増加に基づくものである。

4. 1次側磁気増幅器制御型マイクロスイッチング・レギュレータ^{9),13),14)}

2次側に磁気増幅器を置いて出力電圧を制御する方式では電力は主変圧器の2次側に戻される。主変圧器として積層マイクロ磁心のように通常の変圧器より動作効率が低い場合には、1次側で電力を制御することによって2次側に送るパワーを最小限にすることが望ましい。ここでは、1次側に置いた磁気増幅器で出力電圧を制御するマイクロスイッチン

グ・レギュレータの動作特性について述べる。

4.1 負荷特性

図12は積層マイクロ磁心#1を主変圧器とする1次側磁気増幅器制御型スイッチング・レギュレータの回路構成である。図中、 V_1 と V_0 は各々入力電圧および出力電圧である。まず、この回路の動作を簡単に説明する。矩形波発生回路の出力をFETドライバーTSC426を通してFETのゲートに入力して、スイッチングを行なう。FETがONすると、磁気増幅器# L_s の1次側巻線に電圧が加わる。磁気増幅器は短い時間で飽和するため、磁心#1によって2次側に電力が伝達される。2次側に発生した電圧は整流用ダイオード D_1 とコンデンサー C_0 により半波整流され、出力電圧 V_0 となる。出力電圧がシャントレギュレータTL431の作る基準電圧より高くなると、コンパレータLM358から信号が出力

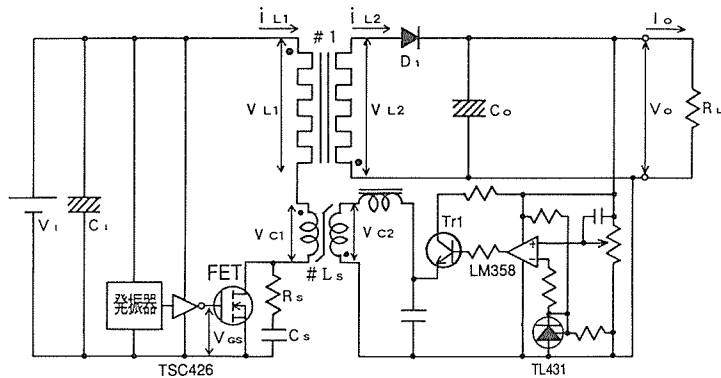


Fig. 12 Circuit diagram of a microswitching regulator controlled by a primary magnetic amplifier.

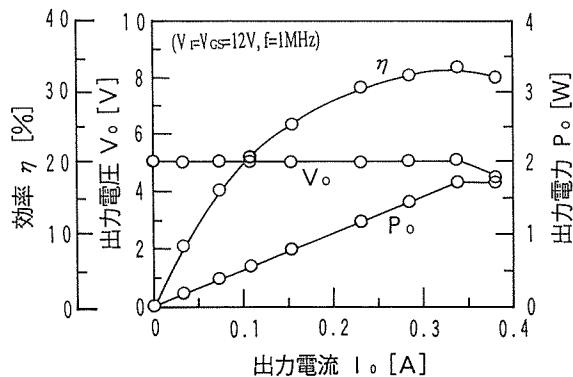


Fig. 13 Load characteristics of the primarily controlled regulator.

されてトランジスタをONする。そしてリセット電流が磁気増幅器の2次側巻線に流れ、磁束をリセットする。これにより磁気増幅器は磁束が飽和するための時間を必要とし、Duty比が減少し、2次側に送る電力が減少し、出力電圧が低下する。すなわち、定電圧性を得ることになる。

図13には試作1次側磁気増幅器制御型スイッチング・レギュレータの出力電圧および効率 η の出力電流依存性を示す。また、図14には負荷抵抗を $R_L=46.5\Omega$, 15.0Ω および無負荷とした場合の各部波形を示す。ただし、入力電圧は $V_1=12V$ 、ゲート・ソース間電

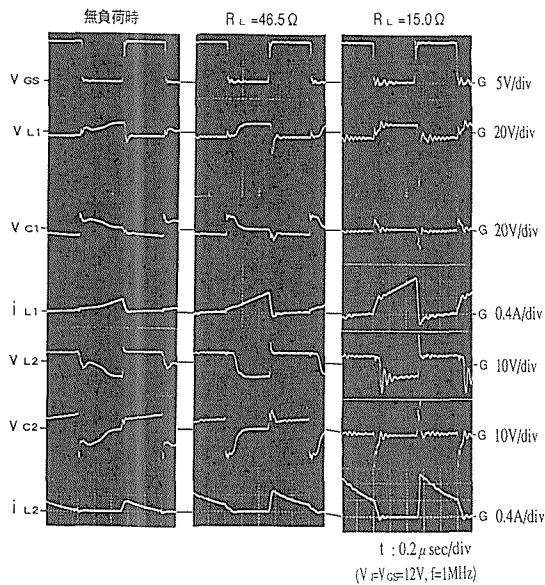


Fig. 14 Waveforms.

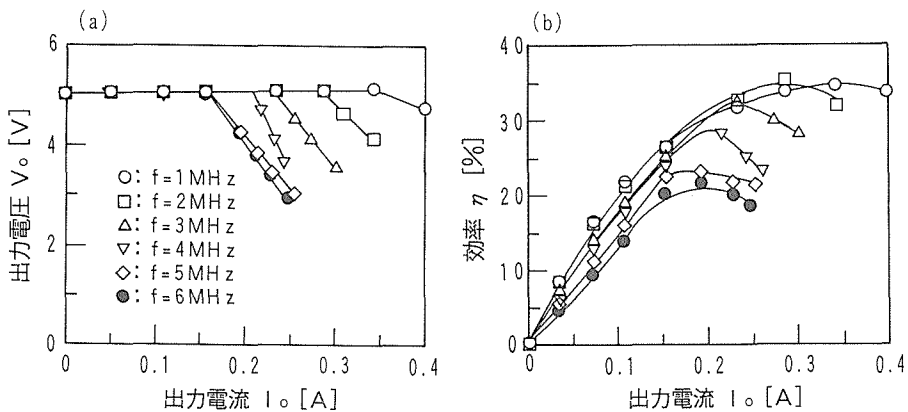


Fig. 15 Frequency dependence of the load characteristics.

(a) The output voltage vs. output current. (b) The efficiency vs. output current.

圧は $V_{GS}=12V$ 、スイッチング周波数は $f=1MHz$ である。なお、磁気増幅器 # L_s の巻数は 1 次側が 20 で、2 次側が 28 であり、出力電圧は $V_o=5V$ に設定してある。これより、出力電圧は出力電流 $I_o=0\sim 0.34A$ の範囲で良好な定電圧性を示し、かつ最大効率は出力電流 $I_o=0.34A$ の時に $\eta_{max}=33.5\%$ となっていることがわかる。また、負荷抵抗が小さくなると、磁気増幅器の磁束飽和に要する時間が短くなり、Duty 比が増加することが動作波形より確認できる。すなわち、良好な制御が行われている。

図 15 (a) と (b) は各々スイッチング周波数を $f=1MHz\sim 6MHz$ まで変化させた場合の負荷特性および効率の出力電流依存性を示すものである。これを見ると、スイッチング周波数の上昇に伴い出力電圧の定電圧性と効率は低下しているものの、 $f=6MHz$ の高いスイッチング周波数においても回路は正常に動作していること、およびその最大効率は出力電流 $I_o=0.19A$ で $\eta_{max}=21.7\%$ が得られることがわかる。

4.2 損失解析

次に 1 次側磁気増幅器制御型マイクロスイッチング・レギュレータの効率について、各部の動作波形から求めた損失を解析することによって検討する。表 4 にはスイッチング周波数を $f=1MHz\sim 6MHz$ と変えた場合の回路効率と積層マイクロ磁心 #1 の磁心効率を示す。また、表 5 には各スイッチング周波数における回路素子各部の損失とその割合を示す。ただし、表中の数値はスイッチングレギュレータの最大効率動作時における値である。

まず、スイッチング周波数 $f=1MHz$ における動作について考察する。積層マイクロ磁心の効率は $\eta=83.9\%$ と高く、回路の損失全体に占める割合も 10.3% と低くなっている。しかし、FET の損失は 2.44W と全損失の 56% を占めているが、磁気増幅器の損失は 0.9% と低く抑えられている。

また、スイッチング周波数の上昇に伴う磁心効率の減少は見られず、 $\eta=84\%$ 以上と高効率を維持していること、FET の損失の割合は周波数の増加と共に僅かに減少するが、どの周波数においても最も大きな損失となっていること、スイッチング周波数の上昇に伴い FET ドライバの損失の増加が著しいことなどがわかる。

以上より、FET の損失が回路全体の 2/3 を占めることがわかる。すなわち、効率の改善を図るためには FET の損失の低減が最も有効であることが了解される。

Table 4 The frequency vs. efficiencies of the primarily controlled regulator.

周波数 [MHz]	1	2	3	4	5	6
入力電力 [W]	6.60	4.97	4.44	4.06	3.47	3.64
出力電力 [W]	2.24	1.72	1.47	1.27	0.84	0.79
回路効率 [%]	33.9	34.6	32.9	31.3	24.2	21.7
1 次電力 [W]	2.80	1.97	1.83	1.52	0.972	0.918
2 次電力 [W]	2.35	1.76	1.55	1.26	0.967	0.915
磁心効率 [%]	83.9	89.3	84.7	82.9	99.3	99.7

Table 5 The frequency vs. losses of the regulator.

周波数(MHz)	1		2		3	
	損失(W)	割合(%)	損失(W)	割合(%)	損失(W)	割合(%)
積層マイクロ磁心	0.45	10.3	0.21	6.5	0.28	9.3
F E T	2.44	56.0	1.55	47.7	1.24	41.3
FETドライバー	0.21	4.8	0.42	12.9	0.62	20.7
CR発振器	0.09	2.1	0.10	3.1	0.11	3.7
可飽和リアクトル	0.04	0.9	0.07	2.1	0.07	2.3
1次側その他	1.02	23.4	0.86	26.5	0.60	20.0
整流用ダイオード	0.06	1.4	0.09	2.7	0.07	2.3
2次側その他	0.05	1.1	-0.05	-1.5	0.01	0.4
合計	4.36	100.0	3.25	100.0	3.00	100.0

周波数(MHz)	4		5		6	
	損失(W)	割合(%)	損失(W)	割合(%)	損失(W)	割合(%)
積層マイクロ磁心	0.26	9.3	0.005	0.2	0.003	0.1
F E T	1.19	42.7	1.16	44.1	1.31	45.9
FETドライバー	0.83	29.7	1.05	39.9	1.27	44.6
CR発振器	0.12	4.3	0.14	5.3	0.15	5.2
可飽和リアクトル	0.05	1.8	0.06	2.3	0.03	1.1
1次側その他	0.35	12.5	0.088	3.4	-0.038	-1.3
整流用ダイオード	0.09	3.2	0.09	3.4	0.06	2.1
2次側その他	-0.10	-3.5	0.037	1.4	0.065	2.3
合計	2.79	100.0	2.63	100.0	2.85	100.0

4.3 FETの損失に関する考察

次に、回路効率を低下させている主な原因であるFETの損失について検討を行う。図16には、負荷抵抗を $R_L=46.5\Omega$ に設定し、スイッチング周波数を $f=1, 3, 6\text{MHz}$ と変えた場合のFETのドレイン・ソース間電圧 V_{ds} と電流 i_D の波形を示す。また、それら波形の模式図を図17に示す。これらの波形に基づいて、スイッチングの1周期の区間をモード1～3の3つに分け、それぞれのモードにおける損失を検討する。

モード1の期間はドレイン・ソース間電圧が0になってから立ち上がるまでの期間であり、この期間の損失はFETのon抵抗損失となる。モード2の期間は電圧が立ち上がっ

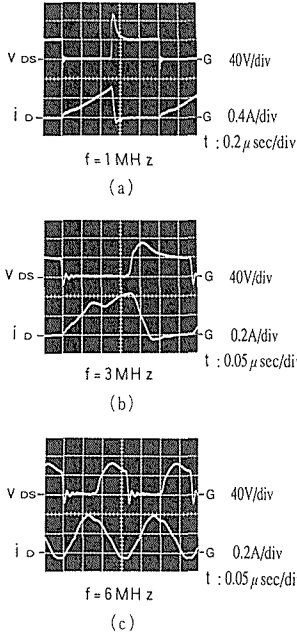


Fig. 16 Waveforms of the drain-source voltage and the drain current at $R_L = 46.5\Omega$.

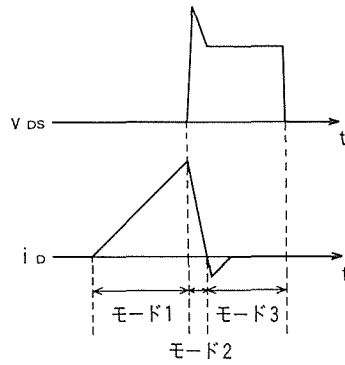


Fig. 17 Schematic diagram of the voltage and current waveforms in the FET.

Table 6 FET loss at the operating modes.

	周波数 $f=1\text{MHz}$		$f=2\text{MHz}$		$f=3\text{MHz}$	
	損失[W]	割合[%]	損失[W]	割合[%]	損失[W]	割合[%]
モード1	0.12	12.4	0.09	8.0	0.15	12.5
モード2	1.14	117.5	1.24	110.7	1.29	107.5
モード3	-0.29	-29.9	-0.21	-18.1	-0.24	-20.0
合計	0.97	100.0	1.12	100.0	1.20	100.0

	周波数 $f=4\text{MHz}$		$f=5\text{MHz}$		$f=6\text{MHz}$	
	損失[W]	割合[%]	損失[W]	割合[%]	損失[W]	割合[%]
モード1	0.09	7.5	0.05	3.9	0.09	6.6
モード2	1.44	120.0	1.80	139.5	1.70	124.1
モード3	-0.03	-27.5	-0.56	-43.4	-0.42	-30.7
合計	1.20	100.0	1.29	100.0	1.37	100.0

てからドレイン電流が0になるまでの期間であり、この期間の損失はFETのスイッチング損失となる。モード3の期間は電流が0になってから電圧が0になるまでの期間である。実測波形を見ると、FETのスイッチング周波数が1MHzから6MHzに上昇しても、モード2の期間すなわちスイッチング損失を発生する期間は50ns程度とほぼ一定であることがわかる。

表6はスイッチング周波数を $f=1\text{MHz}\sim 6\text{MHz}$ と変えた場合のモード1、モード2およびモード3におけるFTE損失とその割合である。これより、どのスイッチング周波数においてもモード2の期間の損失がFETの全損失のほとんどを占めていることがわかる。

以上より、FETの損失の低減を図るには、1つはモード2の期間を短くするつまりスイッチング速度を上昇させること、2つとしてモード2の期間において発生する漏れ磁束によるサージ電圧を引き下げること、3つとして回路を共振型とし電圧・電流波形を正弦波状とすることなどが必要であると考えられる。

5. 制御方式による損失の差異に関する考察

最後に、1次側磁気増幅器制御型マイクロスイッチングレギュレータの損失を2次側磁気増幅器制御型およびPWM制御型の場合と比較して検討しよう。

表7には1次側磁気増幅器制御型スイッチング・レギュレータ、2次側磁気増幅器制御型スイッチング・レギュレータ、半導体素子のみで制御回路を構成したPWM制御型マイクロスイッチング・レギュレータ⁷⁾および制御回路なしのDC・DCコンバータについて、入出力電力、回路効率、積層マイクロ磁心#1の1次と2次の電力および磁心効率を測定した結果を示す。スイッチング周波数は $f=1\text{MHz}$ に設定した。また、表8はそれらスイッチング電源の各部の損失とその割合を示すものである。

これらの表より、1次側磁気増幅器制御型の回路効率は $\eta=31.9\%$ とPWM制御型と同程度であり、2次側磁気増幅器制御型と比較して10%ほど高くなり、効率の改善がなされていること、しかし、制御回路のない場合と比較すると10%程度低下し、改善の余地は十分にあること、磁心効率は各制御方式とも $\eta=71\sim 74\%$ と高いが、FETの損失が大きく、回路全体に占める割合は2/3と大きいことなどがわかる。

Table 7 The relation between the regulator efficiency and the control system.

	1次側 磁気増幅器制御	2次側 磁気増幅器制御	PWM制御	制御回路なし
入力電力[W]	4.55	4.68	2.92	4.09
出力電力[W]	1.45	0.92	0.92	1.71
回路効率[%]	31.9	19.7	31.4	41.8
1次電力[W]	2.15	1.68	1.32	2.71
2次電力[W]	1.58	1.19	0.94	1.85
磁心効率[%]	73.5	70.8	71.2	68.3

Table 8 The relation between the losses and the control system.

回路素子	1次側磁気増幅器制御		2次側磁気増幅器制御	
	損失(W)	割合(%)	損失(W)	割合(%)
積層マイクロ磁心	0.57	18.4	0.49	13.0
F E T	2.11	68.1	1.99	52.9
FETドライバー	0.18	5.8	0.36	9.6
矩形波発振器	0.08	2.6	0.06	1.6
可飽和リアクトル	0.01	0.3	0.26	6.9
1次側その他	0.02	0.6	0.59	15.7
平滑用ダイオード	0.03	1.0	0.02	0.5
2次側その他	0.10	3.2	0.09	2.4
合計	3.10	100.0	3.76	100.0

回路素子	PWM制御		制御回路なし	
	損失(W)	割合(%)	損失(W)	割合(%)
積層マイクロ磁心	0.38	18.8	0.78	36.5
F E T	0.67	33.2	0.98	41.2
FETドライバー	0.31	15.3	0.20	8.4
矩形波発振器	0.01	0.5	0.08	3.4
可飽和リアクトル	—	—	—	—
1次側その他	0.63	31.2	0.11	4.6
平滑用ダイオード	0.09	4.5	0.08	3.4
2次側その他	-0.07*	-3.5	0.06	2.5
合計	2.02	100.0	2.38	100.0

*「1次側及び2次側その他」には測定誤差を含んでいるために損失の値がマイナスとなる場合がある。

6. む す び

以上、集積化磁気回路の基本型としてつづら折れ平面コイルを上下2枚の高透磁率磁性薄膜で挟むように配置された構造の積層マイクロ磁心に着目し、その基礎特性を明らかにすると共に、これら磁心を出力トランスに用いたMHz帯の高周波駆動型マイクロスイッチング電源について動作特性の検討を行い、磁心およびスイッチング素子の損失の発生機構、損失を低く抑えた出力電圧の磁気増幅器による制御方式を明らかにした。これらの知

見はモノリシック電源 IC の開発に寄与するものと考えられる。

本研究を進めるにあたり、貴重なご助言を賜った大阪大学基礎工学部 白江公輔 教授、九州大学工学部 二宮 保 教授、並びに Co-Zr 系アモルファス磁性薄膜を供与された東北大学科学計測研究所 島田 寛 教授に深謝する。また、本研究の一部は(財)長野県テクノハイランド開発機構および(財)浅間テクノポリス開発機構の『平成2年度重要技術研究開発事業に係わる助成』の援助を受けて遂行されたものであり、関係各位に改めて感謝する。

文 献

- 1) 白江, 他「磁気工学の新展開—マイクロ磁気デバイス—」, 電気学会論文誌 A, 111, 4, pp.259-282 (1991-4)
- 2) 難波江:「高周波スイッチング技術の産業応用」, 電気学会雑誌, 107, 7, 638 (1987-7)
- 3) K. Harada and T. Nabeshima, "Applications of magnetic amplifiers to high-frequency dc-to-dc convert," Proc. IEEE, 76, pp. 353-361 (April 1988)
- 4) 山沢, 他:「積層形マイクロ磁気トランスデューサに関する基礎的考察」, 昭60電気学会全国大会, 248 (1985-4)
- 5) K. Yamasawa, et al., "High-frequency operation of a planar-type microtransformer and its application to multilayered switching regulators," IEEE Trans. Magn., MAG-26, 3, pp. 1204-1208 (May 1990).
- 6) 山沢, 他:「積層マイクロ磁心の基礎特性」, 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-85-71 (1985-7)
- 7) 長尾, 他:「積層磁心を用いたマイクロスイッチングレギュレータの基礎特性」, 日本応用磁気学会誌, 13, 2, pp. 363-366 (1989-4)
- 8) 島田:「高機能磁性膜とマイクロ化」, 昭61電気学会全国大会, S7-2 (1984-4)
- 9) 中島, 他:「積層マイクロスイッチングレギュレータの特性改良に関する実験的考察」電子情報通信学会通信用電源技術研究会資料, PE90-54 (1990-12)
- 10) 廣濱, 他:「磁気増幅器制御型マイクロスイッチング・レギュレータの MHz における動作特性」, 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-89-131 (1989-6)
- 11) 丸山, 他:「積層多出力型マイクロスイッチングレギュレータの基礎特性」, 同上, MAG-89-132 (1989-6)
- 12) S. Nakajima, et al., "Loss evaluation of amorphous saturable-core," IEEE Trans. Magn., MAG-23, pp. 3272-3274 (Sept. 1987).
- 13) 中島, 他:「1次側磁気増幅器制御による積層マイクロスイッチングレギュレータの特性改良」, 平3電気学会全国大会, 1750 (1991-4)
- 14) 中島, 他:「マイクロスイッチングレギュレータの損失解析」, 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-91-185 (1991-9)