直交形トランスを用いた自励発振方式共振形コンバータ によるソフトスイッチング電源の実用化

安 村 昌 之 (ソニー株式会社)

A Practical Use of Soft Switching Power Supply on the Self-Oscillating
System Resonant Type Converter by Using Cross Transformer
Masayuki Yasumura (Sony Corporation)

Recently, soft switching power supply by resonant type converter is widely taken notice, which has high efficiency and low noise characteristics principally. Conventional resonant type converter has a complex control circuit, and we solved this problem by using cross transformer. Now, various types of switching power supplies, which have a simple structure, are realised by combination of self oscillating driving circuit and resonant type converter. This paper presents our process of the development and the latest technology of soft switching power supply which is enabled by super small-sized cross transformer.

キーワード：直交形フェライトトランス、自励発振方式、共振形コンバータ、ソフトスイッチング電源

1. まえがき

家電・汎用電子機器等の負荷電力が250W以下の小電力機器用電源としては、ハードスイッチング電源が広く利用されている。商用交流入力電圧を整流平滑回路によって直流電圧に変換した後、スイッチング半導体が150kHz程度の高周波でスイッチングされている。フライバックあるいはフォワードコンバータの直流出力電圧を安定化するためにスイッチング半導体のスイッチング周波数あるいは導通角が制御されている。

しかしながら、これらのハードスイッチング電源は電力変換効率の向上やノイズ発生の抑制に対して限界がある。

近年、本質的に高効率、低ノイズである共振形コンバータによるソフトスイッチング電源技術が注目されている。共振形コンバータの特徴は次の通りである。

(1) ZVSあるいはZCS動作のためスイッチング損失が少なく高効率化と高周波数による小形化が可能である。

(2) スwitchング電圧あるいは電流波形が正弦波形状であるためスイッチングノイズの発生が少ない。
しかしながら、実用化のためには解決しなければならない課題として、次の項目があげられる。

(1) スwitchング半導体の電圧あるいは電流のピーク時及びオン時の損失が増加する。

(2) 共振条件が入力電圧と負荷の変動により保持されない場合があり、制御の安定性確保が問題である。

(3) トランスと共振コンデンサの容量はスイッチング周波数の最低値で制限される。

(4) ZVSあるいはZCS動作と広範囲な制御の安定性の確保のためには付属部品が必要で回路が複雑となる。

これまでに、上記課題を解決するために多数の研究の成果が発表されたおり、次のソフトスイッチング電源が実用化されている。⁽¹⁾⁽²⁾

スイッチングの過渡時のみ部分的共振現象を利用した部分共振(擬似共振)形コンバータは従来のPWM制御が可能となる利点を持った方式であるが、上記(4)が不十分である。スイッチング半導体と電流共振回路を組合せた他励発振方式電流共振形コンバータは低損失のMOSFETと起動、発振、ドライブ、制御回路をハイブリッドIC化して構成されているが、IC製造時の困難さによる歩留りの向上に対して課題がある。

著者は既に1981年から直交形トランスと共振形コンバータを組合せて、他励発振方式より有利な種々の自励発振方式共振形ソフトスイッチング電源を実用化してきた。

本論文ではこれまでに実用化された回路構成と動作及び実験結果と、最新の超小形直交形トランスを用いた電源技術及び交流入力電圧ワイドレンジ対応について報告する。

2. 発振・ドライブ方式

共振形コンバータのスイッチング半導体の発振・ドライブの手段は専用の発振・ドライブ回路を設ける方式を他励発振、コンバータ回路内のトランスを利用して帰還回路を構成し発振・ドライブする方式を自励発振と規定されている。最も一般的なスイッチング周波数制御方式ハーフブリッジ結合電流共振形コンバータ回路の代表的な構成例とし

図1 自励発振方式によるソフトスイッチング電源

Fig.1. Soft switching power supply by self-oscillating system

図2 他励発振方式によるソフトスイッチング電源

Fig.2 Soft switching power supply by external-oscillating system

て、図1はバイポーラトランジスタによる自励発振方式、図2はMOSFETによる他励発振方式を示している。

図1は直交形トランスによって発振・ドライブと直流出力電圧制御と1次-2次間の絶縁機能を兼ね備えており、 Q_1 と Q_2 は交互に電圧ドライブされている。

図2は起動、発振、ドライブ、制御回路とフォトカプラが独立しており、 Q_1 と Q_2 は交互に電圧ドライブされている。

図2はハイブリッドIC化によって部品が低減されるが、

図3 直交形トランスのインダクタンス特性と記号

Fig.3 Inductance characteristics and circuitry symbol of cross transformer

図1と比較してIC駆動用直流電源と起動回路とフォトカプラの付属部品が必要であり不利である。

3. 直交形トランスによる制御技術

自励発振方式共振形コンバータの制御技術を確立するために直交形フェライト磁心による種々の直交形トランス(以下PRT: Power Regulation Transformer)が開発されている。⁽³⁾ 図3はPRTの構造とインダクタンス直流重量特性を示しており、(a)は従来のコの字形フェライト磁心2組による立体トランス、(b)は開発されたダブルコの字形磁心2組による立体トランス、(c)は回路記号を示している。

$a=b=c=20\text{ mm}$ 、 $d=8\text{ mm}$ 、 $\text{Gap}=50\text{ }\mu\text{ m}$ 、 $N=10\text{ T}$ 、 $N_c=500\text{ T}$ 、磁心材質=FE P材の場合のそれぞれのインダクタンス特性を示す。これらの特性を比較すると、(b)はトランスの磁路長が従来より延長されて磁気抵抗が増加しており、(a)より線形領域が拡大され、制御電流Icによるインダクタンスの可変範囲が拡大されている。

図4は図3(b)のPRTに1次巻線 N_1 と2次巻線 N_2 を巻装したPRTであり、(a)に構造、(b)に磁束分布、(c)に回路記号を示している。

制御巻線 N_c に直流制御電流 I_c を流した時に生じる直流磁束を ϕ_c 、トランス巻線 N_1 に交流電流 I_1 を流した時に生じる磁束を ϕ_1 とし、図4(a)の矢印の向きを正と

図4 直交形トランスの構造とB-Hカーブ、記号

Fig.4 Structure and B-H curve, circuitry symbol of cross transformer

すれば、磁脚AとDでは ϕ_c と ϕ_1 は打ち消し合うため磁束は $(\phi_1 - \phi_c)$ となり、逆に磁脚BとCでは ϕ_c と ϕ_1 は加え合うため磁束は $(\phi_1 + \phi_c)$ となっている。

(b)に示されるB-H曲線は、 ϕ_c の磁路長を l_c とすれば $I_c=0$ からそれぞれ $-(N_c I_c / l_c)$ だけH軸上を左に、または $+(N_c I_c / l_c)$ だけH軸上を右に移動するので、 N_1 はBとDに巻装されており合成されて I_c の変化によってフェライト磁心のヒステリシス曲線が変調されている。

N_c は磁脚AとBに巻装されており、 ϕ_c による誘起電圧は打ち消し合うため、 N_c には交流電圧は発生しない。

したがって、このPRTによって N_c の I_c を制御すれば、フェライト磁心の磁束、あるいは透磁率が変化して N_1 、 N_2 のインダクタンスの制御が可能となる。

このPRTの特徴は一体成形ボビンで容易に N_1 と N_c 、 N_2 間の絶縁距離が確保されて巻線が可能であり、 N_c は $60 \sim 100 \mu m \phi$ の単線を $1000 T$ 巻装して微小直流制御電流で広範囲の直流出力電圧の制御が可能となる。

4. 電圧共振形コンバータ回路

スイッチング半導体がオフの時半導体に印加する電圧の波形をLCの共振を利用して正弦波状にした電圧共振形コンバータとPRTを組合せて種々の電源を実用化した。

<4. 1> 並列共振周波数制御方式スイッチング電源⁽³⁾

図5はパイポーラトランジスタ1石結合自励発振方式電圧共振形コンバータによる並列共振周波数制御方式スイ

図5 並列共振周波数制御方式スイッチング電源

Fig.5 Switching power supply by parallel resonant frequency control system

図6 等価回路

Fig.6 Equivalent circuit

チング電源回路の(a)回路図、(b)動作波形を示す。

PRTは図4(a)の構造のものを用いた。 N_1 と直列にPCC (Power Choke Coil)のインダクタンス L_s が接続され、さらに高耐圧のスイッチングトランジスタ Q_1 、ダンパダイオード D_2 、1次側並列共振コンデンサ C_1 の並列回路が接続される。PRTの N_2 のセンタータップ両波整流2次巻線と並列に2次側並列共振コンデンサ C_2 が接続されている。

自励発振回路は起動抵抗 R_s とPCCに1Tのドライブ巻線を巻装して、時定数コンデンサ C_B 、インダクタ L_B 、ベース電流制限抵抗 R_B 、クランプダイオード D_B 、 Q_1 のベース・エミッタ電極による直列共振回路によって Q_1 のスイッチング動作を継続させて、スイッチング周波数 f_s は R_B が0の場合、 L_B のインダクタンス値と C_B の静電容量値によって次の式で表わされる。

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_B C_B}} \quad \dots\dots (1)$$

このコンバータ回路の並列共振周波数 f_o と直流出力電圧 E_o を表わすために E_o ラインに負荷抵抗 R_L を接続し、 N_1 、 N_2 のインダクタンスをそれぞれ L_1 、 L_2 とし巻数比 $n = \sqrt{L_1 / L_2}$ 、平滑用電解コンデンサ C_i 両端の直流入力電圧を E_i として、次の仮定を定める。

(1) PRTの N_1 と N_2 巻線は密結合であり、結合係数 $k=1$ であるとする。

(2) PRTの N_1 の両端には $E = E_m \sin \omega t$ の交流電圧が印加され、 $\omega = 2\pi f_s$ 、 $f_o \geq f_s$ とする。

図6(a)は図5(a)の等価回路を示しており、 M は L_1 と L_2 の相互インダクタンスである。図6(b)は定電圧源を基準ベクトル $\dot{E}$ で表わした等価回路、(c)は(b)の変形等価回路、(d)は(c)を定電流源 J に変換した等価回路を示している。

(d)の並列共振回路の共振角周波数 ω_o と出力電圧 E_o

は次の式から解析される。

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{C_2 L_g}} \quad \dots\dots (2)$$

$$E_o = \frac{|j|}{\sqrt{2}} \cdot |\dot{Z}_k| \quad \dots\dots (3)$$

(2) (3) 式を解析の結果、 f_o と E_o は次の式で表される。

$$f_o = \frac{1}{2\pi n} \sqrt{\frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_l} \right)} \quad \dots\dots (4)$$

$$E_o = \frac{\pi E_i}{2\sqrt{2} \omega_n L_s \sqrt{\frac{1}{R_l^2} + \left\{ \omega C_2 - \frac{1}{n^2 \omega} \left(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_l} \right) \right\}^2}} \quad \dots\dots (5)$$

ここで f_s が固定され不変であれば、 L_l を可変すると並列共振周波数 f_o が制御されて、 E_o の制御が可能となる。図5 (b) に示す様に交流入力電圧の上昇あるいは負荷電力の減少に伴って、制御回路によって I_o を増加すれば、 L_l が低下して E_o が一定値に安定化される。

Q_1 オフ時に発生するコレクタ・エミッタ間のパルス電圧 V_{cp} は L_s 、 C_1 の並列共振電圧波形であり、ピーク値は E_i の5～6倍になるが、ターンオフ時はE級スイッチング動作であり電力損失が少ない。負荷電力 $P_o = 180$

W、 $V_{AC} = 100$ V時に $f_s = 50$ kHzでAC→DC電力変換効率 $\eta_{AC-DC} = 83\%$ が得られた。

C_i からのPRT励磁電流 I_1 と C_2 両端の交流電圧 V_2 は滑らかな正弦波形状の動作波形であり、低ノイズ化が達成され、交流ラインに挿入される電源妨害抑制用フィルタ、コモンモードチョークコイル (CMC) とアクロスコンデンサ C_L は1段の構成でEMI規格をクリアする。

<4・2>インダクタンス制御方式スイッチング電源

図5のPRTの N_1 と N_2 は $100 \mu m \phi$ の単線を束ねたリッツ線が巻装されており、大形化する。

(5)式から解かる様にPCCの L_s を可変しても E_o の制御が可能であり、PCCを図3 (b)のPRTに置き換えて構成したのが、図7 (a)に示すインダクタンス制御方式スイッチング電源である。 $P_o \geq 200$ Wを可能とするために入力整流ダイオード D_i と平滑用電解コンデンサのそれぞれ2組を組合せた倍圧整流回路により、 E_i を全波整流回路の場合の2倍に昇圧する構成になっている。

絶縁パワートランス (以下PIT: Power Isolation Transformer)の1次側にドライブ巻線が巻装され、 N_1 と N_2 は (b) Uの字形フェライト磁心2組の外足、(c) Eの字形フェライト磁心2組の中足にリッツ線がそれぞれ巻装され、 $k \approx 0.8$ の疎結合で構成しPRTが飽和状態でのスイッチングの安定動作を保っている。

トランジスタ Q_2 、 Q_3 による誤差増幅器による制御回路の極性は図5と逆であり、AC電圧の上昇や P_o の減少に伴ってPRTの N_c の I_c を減少し、 N のインダクタンス L_n を増加して E_o が一定値に安定化されている。

(d)は $P_o < 100$ Wの場合、 E_o と E_1 は半波整流回路によって得られ、PRTの被制御巻線 N はPITの2次巻線 N_2 と直列に接続されており絶縁距離は不要である。

(a) (d)の回路の動作波形は、図5 (b)と同様であるが、 D_2 が削除されており、共振電流の C_i への回生は D_3 から Q_1 のベース・コレクタ電極を介して帰還されるのが異っており、(a)のPRTは小形化し、(d)はさらに小形化される。

5. 電流共振形コンバータ回路

電圧共振形コンバータはスイッチング素子がオフ時に L C の並列共振によって正弦波のパルス電圧が発生するためスイッチングトランジスタと1次側並列共振コンデンサの耐圧は、交流入力電圧がAC100V系全波整流回路では900V、重負荷時の倍圧整流回路では1800V、AC200V系全波整流回路では1800V必要である。

高耐圧スイッチングトランジスタはスイッチング特性が悪く、高耐圧共振用コンデンサは大形化する欠点がある。この問題を解決し、低耐圧化が可能な自励発振方式電流共振形コンバータスイッチング電源回路について報告する。

<5・1>インダクタンス制御方式スイッチング電源⁽⁴⁾

図8はバイポーラトランジスタ2石結合 (ハーフブリッジ) 自励発振方式電流共振形コンバータによるインダク

図7 インダクタンス制御方式スイッチング電源
Fig.7 Switching power supply by inductance control system

図8 インダクタンス制御方式スイッチング電源
Fig.8 Switching power supply by inductance control system

ンス制御方式スイッチング電源回路の(a)回路図、(b)重負荷時の動作波形、(c)軽負荷時の動作波形を示す。

PRTは図6(a)と同様であり、新たに自励発振回路用コンバータドライブトランス(CDT)が追加され、ドライブ巻線 N_B のインダクタンス L_B と C_B によって f_s が決定されており、2石のスイッチングトランジスタはオフ時に直流入力電圧にクランプされるためAC100V系全波整流では200V、倍圧整流回路では400V、AC200V系全波整流回路では400V耐圧品が必要となる。

制御回路は図7と同様であり、PITの N_1 のインダクタンス L_1 とPRTの N のインダクタンス L_n を $0.05 \leq L_n/L_1 \leq 1.0$ 、 $n=N_2/N_1=0.7$ に選定した場合、直流出力電圧 $E_o=(0.35 \sim 0.7)E_i$ の可変が可能であり、 $P_o=180W$ 、 $V_{AC}=100V$ 時に $f_s=50kHz$ で $\eta_{AC \rightarrow DC}=85\%$ が得られた。

図9 新直交形トランスの構造と仕様
Fig.9 Structure and specification of new cross transformer

<5・2>直列共振周波数制御方式スイッチング電源

ここまでの f_s は50kHz程度に選定されて設計されており、フェライトトランスやフィルムコンデンサの小形軽量化が不可能であったが、 f_s を向上すれば小形軽量化が可能であり、このためには次の開発が必要である。

- (1)低飽和電圧、短蓄積時間、短降下時間、高直流電流増幅率であるバイポーラススイッチングトランジスタ。
- (2)逆回復時間が遅いクランプダイオード。
- (3)低損失である直交形フェライトトランスの構造。
- (4)高周波、高磁束密度で低損失であるフェライト材。
- (5)高周波で銅損が低損失であるリッツ線。
- (6)低損失であるトランス漏洩磁束対策用シールド板。

上記(1)の高速スイッチングトランジスタと(2)の低速クランプダイオードの半導体デバイスが開発されて、 Q_1 と Q_2 の高速スイッチング動作における信頼性が確保された。さらに図9に示すPRTの構造と低損失フェライト材と60 $\mu m \phi$ の細いリッツ線による巻線の組合せによって、トランスの鉄損と銅損が低減した。以上の理由により、AC100V系の入力全波整流回路で $f_{smax}=200kHz$ 、 $P_{omax}=180W$ までのスイッチング電源が、図10(a)の自励発振方式電流共振形コンバータによる直列共振周波数制御方式スイッチング電源回路で可能となった。

新PRTの低損失フェライト磁心は、 N_1 と N_2 が巻装される磁心はコの字形磁心であり、この磁心の磁束密度は90%に低下して、鉄損が低下した。図9の仕様によって $P_o=80 \sim 180W$ 、 $V_{AC}=80 \sim 120V$ の変動に対して、 $f_s=130kHz$ で従来の電源システムより $\eta_{AC \rightarrow DC}$ の向上、小形軽量化が図られた。

図10 直列共振周波数制御方式スイッチング電源
Fig.10 Switching power supply by series resonant frequency control system

この新PRTの N_1 と N_2 の結合係数 $k=0.98$ の密結合となっている。 N_1 のリーケージインダクタンス $L_{11}=14\mu\text{H}$ 、直列共振コンデンサ $C_1=0.066\mu\text{F}$ での直列共振周波数 f_0 を求めると次の様になる。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{11}C_1}} = 165\text{ kHz} \dots\dots (6)$$

このシステムでは $f_0 \geq f_s$ に定めて、交流入力電圧の上昇と負荷電力の低減に伴って、PRTの N_c の I_c を制御する事によって直列共振周波数 f_0 を低下している。

$P_o=180\text{W}$ 、 $V_{AC}=100\text{V}$ 時、入力全波整流回路で Q_1 、 Q_2 に $8\text{A}/200\text{V}$ 耐圧の新スイッチングトランジスタを用いることによって、 $\eta_{AC \rightarrow DC}=88\%$ の高効率となった。

図10(b)は $P_o=100\sim300\text{W}$ 、 $V_{AC}=80\sim120\text{V}$ 、全波整流回路対応が可能、スイッチングトランジスタ4石のフルブリッジ結合の回路図を示している。

<5・3>スイッチング周波数制御方式

スイッチング電源

図11はPRTのさらなる小形軽量化が可能となるスイッチング周波数制御方式ソフトスイッチング電源の(a)回路図、(b)重負荷時の動作波形、(c)軽負荷時の動作波形を示している。PRTはスイッチングトランジスタ Q_1 と Q_2 の自励発振とドライブ、直流出力電圧の定電圧制御、1次-2次間の絶縁機能を兼ねている可変インダクタンス素子である。共振電流検出巻線 N_R と2組のドライブ巻線 N_B は逆極性で、そのインダクタンス L_B は制御巻線 N_c の

図11 スwitchング周波数制御方式スイッチング電源

Fig.11 Switching power supply by switching frequency control system

図12 共振電流動作波形

Fig.12 Operating waveform of resonant current

図13 ZVS動作波形

Fig.13 Operating waveform of zero voltage switching

直流制御電流 I_c によって変化する。(5)

この L_B は C_B と R_B とクランプダイオード D_B とスイッチングトランジスタのベース・エミッタ電極を介して直列共振回路を構成しており、スイッチング周波数 f_s は、

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_B C_B}} \dots\dots (7)$$

で与えられる。 L_B は Q_3 、 Q_4 によるエラーアンプによって E_o を検出し、 I_c を負荷変動に伴って E_o が一定となる様に制御され、(b)(c)の動作波形の様に f_s は軽負荷時に上昇する。

Q_1 と Q_2 のオン・オフの切替の動作は Q_1 がオン、 Q_2 がオフ時に2組のドライブ巻線の電流 I_{B1} と I_{B2} が図12(a)に示す様に正→負、負→正に変化すると Q_1 のベースが電流 I_B が無くなっても蓄積時間 T_s があるために Q_1 はオン状態を持続する。 I_{B2} の負の半サイクルは Q_2 のベース・エミッタ間に接続されているダンパーダイオード D_B を介して流れ、この電流が正に反転しても、 D_B の逆回復時間 t_{rr} 内は D_B を流れるため Q_2 のベースには電流は供給されず、すぐにはオンしない。 T_s と t_{rr} との関係が

$$T_s < t_{rr} \dots\dots (8)$$

であれば、 Q_1 と Q_2 は同時にオン状態とはならない。

図8(a)のダンパーダイオード D_1 は削除され、 D_B と Q_1 、 Q_2 のベース・コレクタ間のPN接合により D_1 の役目を代用している。クランプダイオード D_B の t_{rr} が(8)式を満足すれば、同様に図8(a)のダイパーダイオード D_1 の削除は可能である。

図12(b)は負荷を変化させた時の1次側直列共振回路に印加される電圧と共振電流の位相特性を示している。無負荷時は I_1 が V_{cp} に対して約90度遅れており、負荷が重くなるのに伴って電流の遅れが少なくなっている。

これは1次側から見たインピーダンスが負荷抵抗と動作

図14 ドライブ回路の改善
Fig.14 Improvement of driving circuit

周波数の影響で誘導性から容量性へ変化するからである。

この電流共振形コンバータ回路のスイッチング動作の特長として、ZVS動作を伴っており、ZVS動作を行うためにはスイッチングトランジスタがオフした時の励磁エネルギーで、トランジスタのコレクタ・エミッタ間に接続されている小容量の並列コンデンサC_cを充放電し、クランプダイオードD_zを導通させなければならない。

図13(a)はZVS動作限界のV_{cp}とI_{cp}の動作波形を示しており、V_{cp}とI₁との位相差が小さくなるとスイッチングトランジスタのオフ時の電流値が少なくなる。(b)に示す様に低直流入力電圧、重負荷となるとZVS動作は不可能となり、スイッチング損失が急激に増大する。従ってZVS動作が可能なPITの定数と共振コンデンサの容量をスイッチングトランジスタの特性に合せて選定しなければならない。

PITに関してはL₁が同じなら結合係数が悪いほど、結合係数が同じならL₁が小さいほど、より低い直流入力電圧までのZVS動作が可能であり、C₁については静電容量値が大きいほどZVS動作領域が拡大する。

実用化のために、D_zにt_{rr}≥10μsの低速度ダイオードを用いてトランジスタのT_sのばらつきと温度特性を回路定数で吸収した結果、P_o=180W、V_{AC}=100V、f_sの可変範囲が50~100kHzの時、η_{AC-DC}=86%の効率が得られている。

しかしながら、この回路システムはT_sとt_{rr}のバランスにより回路の信頼性が決定されており、両者がばらつくために最適条件の選定が困難である。従ってT_sとt_{rr}に関してある程度の選別が必要となり、さらに温度変

化に対して、低温時の発振起動不良、高温時のオン・オン動作不良に対してのマージンが減少する欠点がある。

これらの欠点を改善するために新たに開発されたのが図14(a)の改善形ドライブ回路である。従来の図11との差異は異常発振防止用小容量コンデンサC_Aを削除し、D_zと直列にQ₁、Q₂のドライブ電圧の振幅を決定するツェナーダイオードD_zが接続され、ドライブ巻線N_Bと並列に並列共振コンデンサC₀が追加されている。⁽⁶⁾

この回路の動作波形を(b)に示しており、図11の動作波形である(c)と比較すると、ドライブ巻線の電圧V_Bの振幅が大きい。この振幅はD_zのツェナー電圧で決定され、D_zは逆流防止用ダイオードとなり、従来の様にt_{rr}の管理は不要で小容量高速ダイオードが使用できる。

結果としてトランジスタがオフ時のV_{BE}の振幅が大きくなり、ベースドライブ電流I_Bのオン時の正の電流とオフ時の負の電流が増加するために次の改善効果が得られた。

- (1) トランジスタとダイオードの選別が不要。
- (2) ばらつき要因が減少し、設計の効率が向上。
- (3) スwitchング周波数の上昇により、小形軽量が可能。
- (4) 仕様温度範囲の拡大と電源性能のばらつきが少ない。
- (5) 最適設計により電力変換効率が向上する。

従来の図11の負荷条件と交流電圧が同一でf_sの可変範囲が75~150kHzの時、η_{AC-DC}=90%の高効率が得られ、PITとPRTの小形軽量化が図られた。

6. 最新のソフトスイッチング

電源システム技術

表1は、これまでに主に映像機器の商品カテゴリー用スイッチング電源として実用化されてきた直交トランスを用いた自励発振方式共振形コンバータによるソフトスイッチング電源システム比較表であり、低ノイズと簡単な回路構成の特長を活かして、電力変換効率の向上と構成部品の小形軽量化のための開発が進められて技術が発展している。

表1から分かる様に高効率、小形軽量のソフトスイッチング電源として有利な電源システムは電流共振形コンバータによる直列共振周波数制御方式とドライブ回路が改善されたスイッチング周波数制御方式である。

<6・1>新超小形直交形フェライトトランスの開発

さらなるスイッチング周波数制御用PRTの小形軽量化を図るために、図15に示す様にフェライト磁心の断面積を縮小し、N_BとN_R巻線を三重絶縁銅線、N_C巻線を60μmφの銅線を線材として巻装し、Gapを従来の50μmから25μmとして超小形PRTを構成した。

N_Cの直流制御電流I_Cの0から20mAの変化に対してN_BのインダクタンスL_Bが10μHから1μHまで変化する広範囲の可変インダクタンス素子が、僅か8grの重量で可能となった。

表1 Po=180Wにおける自励発振方式ソフトスイッチング電源の比較表
Table1 Comparative table of soft switching power supply by self oscillating system at Po=180W

共振回路		電圧共振形				電流共振形								
制御方式		並列共振周波数		インダクタンス		インダクタンス		直列共振周波数		スイッチング周波数				
入力整流回路		倍圧整流						全波整流		倍圧整流				
実用化	時期	1981年～		1984年～		1984年～		1990年～		1987年～		1993年～		
	応用	カラーテレビ、ディスプレイモニター、プロジェクター、大型平面ディスプレイ装置、etc												
トランジスタ	耐圧	VCBO<1800V				VCEO<400V		VCEO<200V		VCEO<400V				
	Ts	4μs以下				2μs以下		1μs以下		2μs以下		1.3μs以下		
トランス	種類	PCC	PRT	PIT	PRT	CDT	PIT	PRT	CDT	PRT	PIT	PRT	PIT	PRT
	形状	中形	大形	中形	中形	小形	中形	中形	小形	中形	中形	小形	小形	超小型
fs(kHz)		50		50		50		150		50～100		75～150		
η AC-DC(%)		83		84		85		88		86		90

図15 新超小型直交形トランスの構造と仕様

Fig.15 Structure and specification of new super-small size cross transformer

<6・2>ツイントランジスタと制御モジュールの開発

図14に示したバイポーラトランジスタ Q_1 と Q_2 が、製造される工程で拡散されたシリコンウェハの隣りの2組のチップであれば、蓄積時間、下降時間、飽和電圧、 h_{FE} 等の特性が同等であるツイントランジスタの構成が可能となる。同時にツェナーダイオード D_z と高速ダイオード D_B の直列接続をツェナーダイオードクランプ回路として Q_1 と Q_2 に接続してワン・パッケージ化した複合スイッチングトランジスタが開発され、 Q_1 と Q_2 のばらつきがないデバイスが実現した。

これらの開発されたデバイスを組合せてソフトスイッチング電源を構成したのが図16に示す超小形PRTとツイントランジスタを用いた自励発振方式電流共振形スイッチング電源回路図である。

図16 ツイントランジスタスイッチング電源

Fig.16 Switching power supply by twin type transistor

さらに図15の超小形PRTを組合せて、直流出力電圧 E_o の定電圧制御回路として1石のシャントレギュレータ Q_3 のチップ半導体と厚膜印刷抵抗 R_1 、 R_2 で構成して、 Q_3 の特性のばらつきを R_2 の抵抗値をトリミングして吸収することによって制御モジュールを実現した。

ツイントランジスタは V_{CE0} が450Vと250V、でそれぞれに対し I_c が3A、5A、8Aで標準化されている。

負荷条件と交流入力電圧の仕様に合わせてトランジスタを選定し、PITと C_1 を設計すれば、従来の回路システムより簡単で高信頼性で性能のばらつきが少ないソフトスイッチングの設計が可能となる。

<6・3>ワイドレンジ対応スイッチング電源

図16の回路では交流入力電圧が $V_{AC}=80V$ から288Vまでのワイドレンジへの対応は、最大負荷電力が100W以下では可能であるが、100W以上では不可能である。

図17は最大負荷電力が200Wから300Wまでのワイドレンジ対応が可能となるソフトスイッチング電源を示している。2組のツイントランジスタによるフルブリッジ

図17 ワイドレンジ対応スイッチング電源

Fig17 Switching power supply for wide range

結合電流共振形コンバータ回路、図15によるPRT-1のスイッチング周波数制御及び図9によるPRT-2の直列共振周波数制御の組合せによって実現した。最大負荷電力が100Wから200Wまでは、図17から1組のツイントランジスタを削除してハーフブリッジ結合とすれば達成される。

7. むすび

本論文ではこれまでに民生機器用スイッチング電源として実用化されてきた直交形トランスを用いた共振形コンバータによるソフトスイッチング電源システムの開発の経緯を報告した。低ノイズと簡単な回路構成の特長を活かして電力変換効率の向上と構成部品の小形軽量化を進展させるために種々のデバイスと回路構成が開発された結果、民生機器用として要求される高性能、低コストである自励発振スイッチング周波数制御、あるいは直列共振周波数制御方式電流共振形コンバータによるソフトスイッチング電源システムが有利であることを提案した。

(平成8年6月24日受付, 平成8年10月16日再受付)

文 献

(1) 武石、吉岡、渡辺、乗越、平松、「導通角制御機能を有する自励インバータ、一部分共振型DNYコンバータ」信学技報、PE88-7、1988年5月

(2) サンケン技報 1994. 11、vol. 26、no. 1

麻生、古越、田畑「電流共振型(SMZ)電源」11~22P

「擬似共振型スイッチング電源用ハイブリットIC」(STR・S5700シリーズ)

(3) Y. Ishigaki・M. Hosoya・M. Yasumura・H. Sakamoto : "Applications of the Cross Transformer" IEEE. Vol. CE-28, No. 3, 305~320, (1982-8)

(4) M. Yasumura・H. Sakamoto・Y. Okada・H. Koshiba: "A New Magnetic Flux Control SMPS and the Multiscan Deflection System" IEEE, Vol. CE-32, No. 3, 181~193 (1986-8)

(5) 安村昌之・豊田準一・小倉伸郎・高濱昌信: 「民生機器用電流共振形DC/DCコンバータ」信学技法、PE93-69 (1994-1)

(6) 安村昌之・小倉伸郎・鹿井信彦: 「自励発振形電流共振コンバータのドライブ回路の改善」信学技法、PE95-26 (1995-11)

安村 昌之 1942年1月16日生まれ。65年3月信州大学通信工学科卒業。同年九州大学一般電気工学教室助手。69年5月(株)日立製作所入社。74年1月ソニー(株)入社。主として映像機器用偏向、高圧、電源回路の開発、設計に従事。現在、磁気デバイス部門応用デバイス部技術担当部長。