

# 電子機器用電源の入力電流高調波対策技術

松尾博文\*・涂黎山\*\*

## Suppression Technology of Input Current Harmonics in Power Supplies of Electronic Systems

by

Hirofumi MATSUO\* and Lishan TU\*\*

Recently, the social attention has been widely paid to the input current harmonics of power supplies in electronic and electrical systems as an electro-magnetic compatibility (i.e. EMC) problem. In this paper, after reviewing the guide lines of the International Electrotechnical Commission (i.e. IEC), troubles and accidents, generation mechanism, which are concerned with the input current harmonics, we proceed to discuss the power electronic circuits to suppress the input current harmonics and their fundamental characteristics.

### 1. はじめに

近年、電子機器や電気機器の普及はめざましく、これらの機器の電源として高周波スイッチング方式のインバータやコンバータが数多く用いられるようになってきた。これらの機器を商用交流電源で使用する場合には、従来、キャパシタ（コンデンサ）インプット形の整流平滑回路により直流電源を得て、これに負荷の電圧や電力の安定化のためにインバータ、コンバータ等のスイッチング電力変換回路が接続されている。このため、平滑用キャパシタにパルス状の電流が流れ、これが高調波入力電流を発生させる原因になっている。機器単体としては高調波電流は小さいとしても、多数の機器の高調波電流の総量は非常に大きなものとなる。このため、商用交流の電源系統に接続された電力用のキャパシタ、インダクタ、トランス等の加熱焼損、異常音の発生、各種制御機器やブレーカの誤動作などの事故が発生する<sup>(1)</sup>。

このように、電子機器や電気機器に用いられるスイッチング電源の入力電流の高調波抑制対策は、電気エネルギー利用の立場から低周波の EMC (Electro-

Magnetic Compatibility, 電磁気両立性) の問題として早急に解決すべき課題となっている。この問題に対処するために、日本国内では通産省より「家電・汎用品高調波抑制ガイドライン」が1994年9月に発行された<sup>(2)</sup>。また、国際的には、国際電気標準会議 (International Electrotechnical Commission, 略称 IEC) より1995年3月に IEC 1000-3-2 (旧 IEC 555-2) が提示されている。

これらのガイドラインにおいては、電子機器や電気機器について、A から D までのクラス分けが行われ、各々の目標値に対応するために、高調波低減の回路方式について、これまで数多くの研究、開発が行われている。ここでは、まず電子機器、電気機器等における入力電流高調波の発生およびこれによる障害の例、総合高調波歪、高調波歪を持つ電流および電圧の等価回路による表示、高調波抑制のガイドラインについて簡単に振り返る。つぎに、照明用電子安定器としてのインバータについて適用される最も厳しい目標値であるクラス C に対応するための回路方式を中心に重要と思われるいくつかの回路方式とそれらの性能について紹介する。

平成10年10月27日受理

\*電気電子工学科 (Department of Electrical and Electronic Engineering)

\*\*海洋生産科学研究科 (Marine Production Science and Engineering)

## 2. 電子機器、電気機器における入力電流高調波歪の発生

### 2.1 入力電流高調波歪の発生

電子機器や電気機器を商用交流電源で使用する場合、図1に示すようなキャパシタインプット形の整流・平滑回路が広く用いられている。ここで、 $e$  は商用交流電源、 $D_1, D_2, D_3$  および  $D_4$  は全波整流用ダイオード、 $C$  は平滑用キャパシタあるいはそのキャパシタである。整流・平滑回路により、まず一度、交流電圧  $e$  が直流電圧  $V_c$  に変換され、次にスイッチング電源により所用の直流又は交流の電圧や電力に変換され、安定化されて、電子機器あるいは電気機器に電気エネルギーが供給される。

図1の回路で、キャパシタインプット形の整流および平滑回路から、スイッチング電源、電子機器あるいは電気機器の方を見た時の入力抵抗を  $R$  とすれば、図1の等価回路として図2が得られる。図3(a)に示す商用交流電圧  $e$  の実効値を  $E_e$ 、角周波数を  $\omega$  とおけば  $e$  は次のように表わされる。 $e = \sqrt{2}E_e \sin \omega t$ 、 $e$  の正の半サイクルではダイオード  $D_1$  と  $D_2$  がオンとなり、負の半サイクルではダイオード  $D_3$  と  $D_4$  がオンとなって、キャパシタ  $C$  は図3(b)に示す  $e$  の絶対値  $|e|$  の電圧で充電される。この場合、通常、図3(c)に示すように、 $V_c$  は十分に平滑されるように、キャパシタのキャパシタンス  $C$  は決められる。このため、 $V_c$  が  $|e|$  より小さい図3(d)に示す  $\theta_1$  から  $\theta_2$ 、あるいは  $\theta_3$  から  $\theta_4$  の位相区間ではダイオード  $D_1$  と  $D_2$  あるいは  $D_3$  と  $D_4$  はそれぞれ順方向バイアスされてオンとなり、 $C$  には充電電流  $i_{DC}$  が流れて、 $V_c = |e|$  となる。逆に  $V_c$  が  $|e|$  より大きい位相区間ではすべてのダイオードは逆方向バイアスされてオフとなる。この時、 $C$  は  $R$  を通して放電する。したがって、商用交流電源  $e$  からは図3(e)に示す電源電流  $i$  が流れる。図のように、 $i$  は  $\theta_1$  から  $\theta_2$  まで、および  $\theta_3$  から  $\theta_4$  までの比較的狭い位相区間でパルス状に流れる。この結果、キャパシタインプット形の整流回路では、入力電流高調波歪が発生することになる。図2の回路では、 $\omega C$ 、

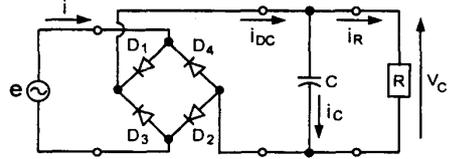


図2 キャパシタインプット形の回路 (図1の等価回路)

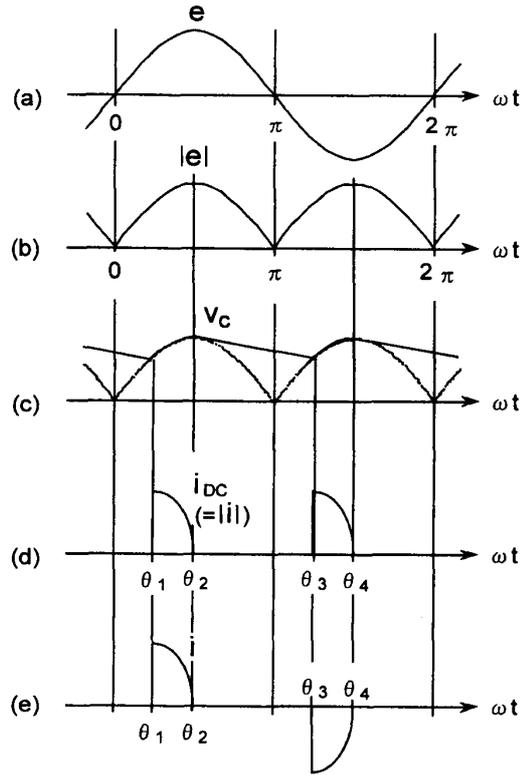


図3 図2の回路各部の電圧・電流波形

$R$  の値により、 $\theta_1$  と  $\theta_2$  あるいは  $\theta_3$  と  $\theta_4$  が変わるので、当然各高調波電流の大きさも  $\omega C$ 、 $R$  の関数となる。

入力電流高調波歪は、キャパシタインプット形の整流回路の他に、磁気飽和特性を持つ変圧器、リアクタ、回転機等や非線形特性を持つアーク炉、高調波電気炉等においても発生することが知られている。

### 2.2 入力電流高調波歪による障害

電子機器あるいは電気機器単体としては高調波電流は小さいとしても、多数の機器の高調波電流の総量は非常に大きなものとなる。このため、商用交流の電源系統に接続された電力用キャパシタ、インダクタ、トランスの加熱焼損、異常音の発生、電力用制御機器やブレーカの誤動作の原因となる。また、電子機器や電気機器の間の相互干渉による高調波障害も重大な問題であり、いくつかの例を表1に示す<sup>(1)</sup>。

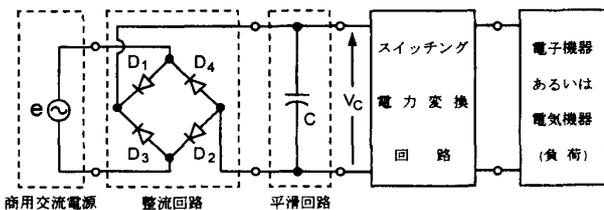


図1 キャパシタインプット形の電子機器あるいは電気機器用スイッチング電源の構成例

表1 電子、電気機器に対する高調波障害の例

機器名	高調波障害
音響機器 (テレビ、ステレオ等)	・ダイオード、コンデンサ等 部品の故障、寿命低下、性能低下 ・映像のちらつき、雑音の発生
蛍光灯	・過大電流による過熱、焼損
コンピュータ	・電源回路部品の過熱
情報関連機器	・雑音によるシステムの停止、誤動作
誘導機	・回転数の周期的変動
同期機	・振動、騒音の発生・効率の低下
ヒューズ、ブレーカ	・過大電流による熔断、誤動作
産業用各種制御機器	・制御信号のずれによる誤制御等
コンデンサ、リアクトル	・過大電流による過熱、振動、騒音の発生
変圧器	・騒音発生 ・効率低下

3. 歪波電流のフーリエ級数展開と高調波

3.1 高調波電流と総合高調波歪率

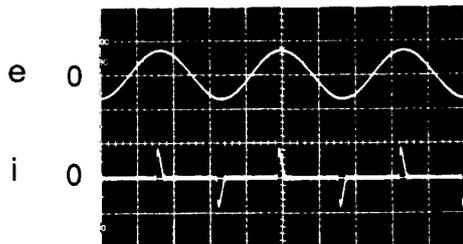
先に、キャパシタインプット形の整流・平滑回路においてパルス状の電流が生じるメカニズムについて説明した。図4は交流入力電圧  $e(t)$  と入力電流  $i(t)$  の観測波形である。図中の電流  $i(t)$  はフーリエ級数展開により、電圧  $e(t)$ 、すなわち

$$e(t) = \sqrt{2}E_e \sin \omega t \tag{1}$$

の角周波数  $\omega$  と同じ基本角周波数の整数倍の角周波数を持つ正弦波の集まりとして次のように表わされる。単位はアンペア [A] である。

$$i(t) = 0.35 \sin(\omega t - 20^\circ) + 0.33 \sin(3\omega t - 57^\circ) + 0.30 \sin(5\omega t - 95^\circ) + 0.25 \sin(7\omega t - 133^\circ) + \dots \tag{2}$$

ただし、式(1)において  $E_e$  は  $e(t)$  の実効値で、図4で



Horizontal : 5msec./div.  
Vertical : e ; 200V/div.  
i ; 2A/div.

図4 図2の回路の電圧  $e$  と電流  $i$  の観測波形

は  $E_e$  は 100V である。

次に、キャパシタインプット形の整流平滑回路、飽和特性を持った変圧器等のような非線形特性を持った回路に式(1)の交流電圧  $e(t)$  を加えた場合の電流  $i(t)$  は、式(2)を参考にして一般的に表わせば

$$i(t) = \sqrt{2}I_{1e} \sin(\omega t - \phi_1) + \sqrt{2}I_{2e} \sin(2\omega t - \phi_2) + \sqrt{2}I_{3e} \sin(3\omega t - \phi_3) + \dots + \sqrt{2}I_{ne} \sin(n\omega t - \phi_n) + \dots \tag{3}$$

のようになる。ここで  $I_{1e}$  および  $I_{ne}$  はそれぞれ基本波および第  $n$  次高調波の実効値である。

図2の回路で交流電源  $e$  から整流回路の方向を見た場合の高調波電流を含む等価回路は図5のように表わされる。但し、 $Z_0$  は

$$Z_0 = E_e e^{j\theta} / I_{1e} \tag{4}$$

であり、基本波電流  $i_1(t)$  に対するインピーダンスである。

高調波成分を含む歪波電流  $i(t)$  が正弦波からどの程度変形しているかを知る一つの目安として、総合高調波歪率 THD

$$THD = \frac{\text{すべての高調波の実効値}}{\text{基本波の実効値}} = \frac{\sqrt{I_{2e}^2 + I_{3e}^2 + \dots + I_{ne}^2 + \dots}}{I_{1e}} \tag{5}$$

および高調波比  $I_{ne}/I_{1e}$

$$\frac{I_{ne}}{I_{1e}} = \frac{\text{第 } n \text{ 次高調波の実効値}}{\text{基本波の実効値}} \tag{6}$$

が用いられる。

3.2 高調波電流による電圧歪

図5では電源  $e$  の内部インピーダンス  $Z_1$  を無視し、高調波電流  $i_n (n=2, 3, \dots)$  は交流電源  $e$  に環流するだけで、負荷  $Z_0$  には  $i_n$  は流れないと仮定していた。しかし、実際の系では図6に示すように内部インピーダンス  $Z_1$  が存在する。したがって、インピーダンス  $Z_0$  の両端には電圧  $e$  による基本波電圧  $V_{1e}$  に加えて高調波電圧  $V_{ne}$  が生じる。ここで、 $V_{1e}$  および  $V_{ne}$  は

$$V_{1e} = [Z_{\alpha(\omega)} / \{Z_{l(\omega)} + Z_{\alpha(\omega)}\}] E_{1e} \tag{7}$$

$$V_{ne} = [Z_{l(n\omega)} Z_{\alpha(n\omega)} / \{Z_{l(n\omega)} + Z_{\alpha(n\omega)}\}] I_{ne(n\omega)} \tag{8}$$

となる。これらより、 $Z_0$  の両端の電圧の総合高調波歪率  $THD_v$  は

$$THD_v = \frac{\sqrt{V_{2e}^2 + V_{3e}^2 + \dots}}{V_{1e}} \tag{9}$$

となる。

4. 高調波規制の動向

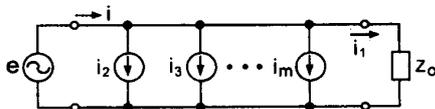
電子機器や電気機器から商用の交流電源系統に流れ出た高調波電流は送配電線のインピーダンスを介して、高調波電圧に変換され、交流電源系統の電圧波形を歪ませる。図7は1988年4月に測定されたテレビの視聴率と高調波発生による総合電圧歪率との間の関係を示している<sup>(1)</sup>。この図より、両者間には強い相関があることが分かる。このような高調波の発生は表1に示したように電子機器や電気機器の間で相互に誤動作や障害を与える。

これらの高調波の影響を抑制するために、高調波電流の規格としてIEC（国際電気標準会議）では1982年IEC 555-2規格を発行した<sup>(4)</sup>が、その後、全面的な見直しが行われ、1995年3月にIEC 1000-3-2規格を発行した<sup>(3)</sup>。

EU（ヨーロッパ連合）では、1995年7月にIECと同一内容のEN1000-3-2規格が発行された。一方、日本国内においては、1994年9月に通産省より「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」発行されたが<sup>(2)</sup>、これはEUのEN1000-3-2と同様にIEC1000-3-2とほとんど同一の内容である。そこで、以下、IEC 1000-3-2の規格について簡単に振り返る。

電子機器や電気機器の中で一般の低電圧配電系に接続され、1相当り入力電流が16A以下の機器に対して、IEC 1000-3-2では高調波の限度値に関して、機器が次のようにクラスA、B、C、Dに分類される<sup>(3)</sup>。

(1) クラスA：平衡3相機器および他のクラスに属さないすべての機器

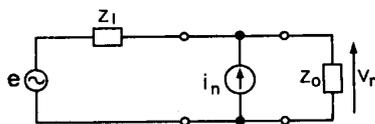


$$Z_0 = E_e e^{j\theta} / I_{e1}$$

$$i_n = \sqrt{2} I_{ne} \sin(n\omega t + \phi_n)$$

ただし、 $n=1, 2, \dots, m$

図5 高調波電流を含む等価回路



$$i_n = \sqrt{2} I_{ne} \sin(n\omega t + \phi_n)$$

ただし、 $n=1, 2, \dots, m$

図6 入力高調波電流により高調波電圧の発生

(2) クラスB：ポータブル工具

(3) クラスC：照明機器

(4) クラスD：図8に示すように、入力電流*i*の各々の半周期の波形について、電流波形のピーク値*i<sub>p</sub>*を図の中央線Mとレベル1に合わせる。この時、各々の半周期の少なくとも95%の期間で波形が図に示す包絡線の範囲内であれば、その機器はクラスDになる。

クラスA、CおよびDに分類された機器の入力高調波電流の限度値をそれぞれ表2、表3および表4に示す。又、クラスBの機器の限度値はクラスAの機器の限度値の1.5倍の値である。

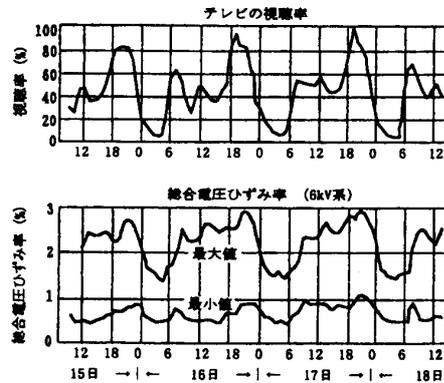


図7 高調波の調査結果<sup>(1)</sup>

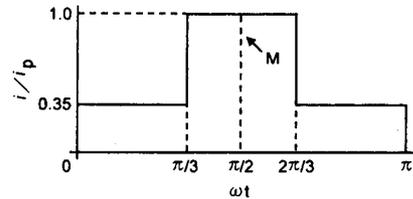


図8 クラスDとして判断する特殊図形

表2 クラスAの機器の限度値

高調波次数 n	最大許容高調波電流 A
奇数高調波	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times (15/n)$
偶数高調波	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times (8/n)$

表3 クラスCの機器の限度値

高調波次数 n	照明装置の基本波入力電流の 百分率として表される最大値(%)
2	2
3	$30 \times \lambda$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3

( $\lambda$ は回路の力率)

表4 クラスDの機器の限度値

高調波次数 n	電力比例限度値 mA/W	最大許容高調波電流 A
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
13以上	$3.85/n$	クラスAによる

5. 入力電流高調波抑制のための回路方式

図1に商用交流電源を入力電力源とし、整流平滑回路としてキャパシタインプット形を用いた場合の電子機器あるいは電気機器用スイッチング電源の構成例を示した。通常、スイッチング電源あるいは整流平滑回路における電流の高周波スイッチングに基づく高周波成分を除去するためのローパスフィルタが商用交流電源と整流平滑回路の間に接続される。このため、電子機器あるいは電気機器用スイッチング電源の基本回路構成は図9のように表わされる。ここでは、まず、整流平滑の回路方式と入力電流の高調波抑制の性能について述べる。つぎに、整流平滑回路の中で入力電流の高調波抑制の性能が最も優れているアクティブフィルタと出力安定化のためのスイッチング電力変換回路とを結合することにより回路の簡単化を図った複合回路方式のいくつかの例とそれらの性能について紹介する。

5.1 整流平滑の回路方式

図9のスイッチング電源の基本回路構成において、整流平滑の回路方式は直流出力電圧の平滑の割合によって、図10(a)の整流回路のみの無平滑方式、図10(b)の部分平滑方式および完全平滑方式の3つに大別される。さらに、完全平滑方式は図10(c)のキャパシタインプット方式や図10(d)のチョークインプット方式のようなパッシブフィルタ方式と図10(e)のアクティブ

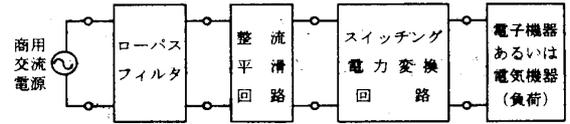
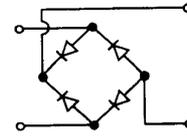
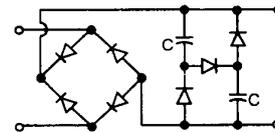


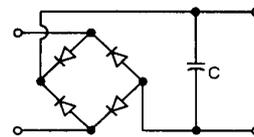
図9 電子機器、電気機器用スイッチング電源の基本回路構成



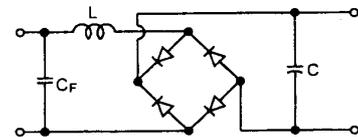
(a) 無平滑方式



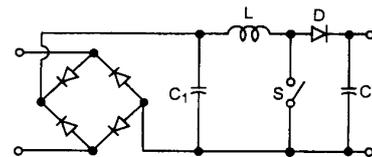
(b) 部分平滑方式の例



(c) キャパシタインプット式  
(パッシブフィルタ方式)



(d) チョークインプット式  
(パッシブフィルタ方式)



(e) アクティブフィルタ方式

図10 整流平滑の回路方式

フィルタ方式に分けられる。

無平滑方式では入力電流の高調波抑制は良好であるが、負荷電流に休止期間が生じ、出力制御が困難であり、実用的でない。部分平滑方式では入力電流高調波が比較的良好に抑制でき、高力率および高効率を実現できる。しかし、出力制御については若干の問題がある。完全平滑方式の中で、キャパシタインプット方式は低コストであるが、先に述べたように入力電流の高調波歪が大きい。図10(d)に示したチョークインプット方式ではチョークにより高調波の抑制は比較的良好で、又、入力側のキャパシタ  $C_F$  により、位相を進め

で高力率が実現できる。しかし、 $L$ 、 $C$ 、 $C_F$  は基本的に商用周波数 50Hz 又は 60Hz 成分のフィルタであるため、形状が大きくなり、電子機器や電気機器のスイッチング電源では小形軽量化の点から問題がある。

一方、アクティブフィルタ方式では、力率は高く、高調波歪を小さくすることが可能である。しかし、この方式では、図9に示すように、アクティブフィルタ方式の整流平滑回路とスイッチング電力変換回路の縦続接続により、電力効率が低下し、回路構成が複雑となり、またコストの上昇が問題となる。このことから、現在、DC-DC コンバータあるいは DC-AC インバータ等のスイッチング電力変換回路の本体部分が同時にアクティブフィルタの働きを兼ねる複合回路方式による高調波低減に関する研究が注目されている。

5.2 複合回路方式による高調波の低減

入力電流の高調波を抑制するためのアクティブフィルタと出力の安定化を図るための DC-DC コンバータ、DC-AC インバータ等のスイッチング電力変換回路の縦続接続を避けるために、両者のスイッチを共用することによりスイッチング電力変換回路の本体部分が同時にアクティブフィルタの働きを兼ねる複合回路方式に関する研究が活発に行われている。複合回路方式による入力電流の高調波低減回路はスイッチング電力変換回路の部分の構成により 1 石式と 2 石式に大別される。

図11は 1 石式の基本的なディザ整流形 AC-DC コンバータである<sup>(6)</sup>。スイッチ  $T_r$  は前段のアクティブフィルタの機能を持つ昇圧形 DC-DC コンバータと後段の出力安定化のためのフォワード形 DC-DC コンバータの両方の主スイッチとして共用されている。この回路は入力電流高調波の点からはクラス C を満足できるが、主スイッチ素子の電圧および電流ストレス等のため大電力用には向かず、およそ 100W 以下程度の電源に適用される。

このディザ整流形 AC-DC コンバータの基本形を図12(a)あるいは(b)のように変形、改良した回路が提案されている<sup>(6),(7)</sup>。図12で(a)は図11の回路のダイオード  $D_2$  がキャパシタ  $C_2$  で置き換えられている<sup>(6)</sup>。この回路では、入力電圧を制御信号として周波数変調を行った場合、入力力率が 0.996、THD が 5.3% という報告がある。また、図12(b)では、ダイオード  $D_2$  に直列に  $L_2$  と  $C_2$  の並列共振回路が接続されている<sup>(7)</sup>。この回路では、入力電圧を制御信号として用いることなく、入力力率が 0.984、THD が 16.6% となり、また、負荷の比較的広い範囲で 80% 以上の高い電力効率が得ら

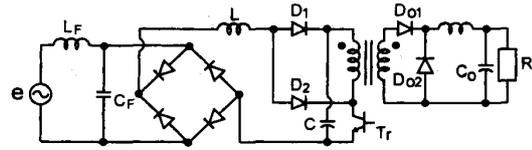
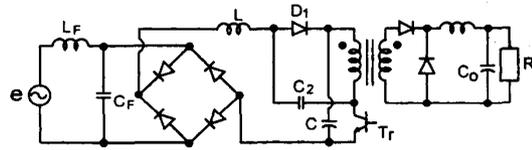
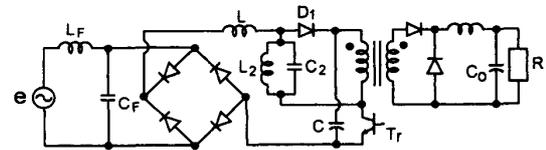


図11 1石式の基本的なディザ整流形 AC-DC コンバータ



(a)  $D_2$  と  $C_2$  で置換



(b)  $L_2$  と  $C_2$  の並列共振回路を付加

図12 変形ディザ整流形 AC-DC コンバータ

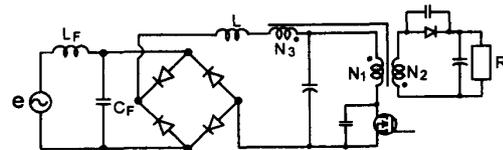


図13 磁気結合を利用した昇降圧形 AC-DC コンバータ

れている。

図13は磁気結合を利用した高力率の昇降圧形 AC-DC コンバータである<sup>(8),(9)</sup>。入力チョーク  $L_1$  に直列に磁気巻線  $N_3$  を設け、 $N_3$  と昇降圧形 DC-DC コンバータのエネルギー蓄積用リアクトルの一次巻線  $N_1$  との間に磁気結合を持たせることにより、高力率を実現している。この AC-DC コンバータでは、 $N_1$  と  $N_3$  の比を 1 に近づけることにより十分に高い入力力率と十分に低い入力電流の THD を得ることができ、どちらかといえば THD より電力効率を重視して  $N_3/N_2=0.3$  に設定することにより 95% の高い電力効率を得ている。この場合、入力力率は 0.82、THD は 69% であり、IEC 規格のクラス D を満足させるという考え方で用いられている<sup>(9)</sup>。

図14はディザ整流形の蛍光灯用インバータである<sup>(10)</sup>。入力電流に関して力率は約 99%、THD は約 9% で良好な結果が得られている。

この回路はスイッチの電圧ストレス、出力側のクレストファクタ等に少し問題がある。図15は蛍光灯用複

合回路方式電圧共振形インバータである<sup>(11)</sup>。この回路では、キャパシタ  $C_1$  両端の電圧は入力電圧の振幅の1.1倍以下であり、スイッチ  $T_r$  の電圧ストレスは入力電圧の振幅の3.7倍程度に抑制される。又、入力電流の高調波含有率および出力のクレストファクタはそれぞれ IEC の 1000-3-2 規格のクラス C および IEC 規格の限度値を満足している<sup>(12)</sup>。

2石式の複合回路方式スイッチング電力変換回路による入力電流の高調波低減に関する研究が活発に行われている。図16は蛍光灯用複合回路方式変形ハーフブリッジ形インバータである<sup>(13)</sup>。この回路では通常のハーフブリッジ形インバータと異なり、キャパシタ  $C_2$  のキャパシタンスが極端に小さく選ばれている。スイッチ  $T_{r1}$ 、 $T_{r2}$  のオン、オフ動作により、トランス  $T$  の励磁インダクタンス、漏れインダクタンスと  $C_2$  の間で共振させ、この共振回路、大きなキャパシタンスを持つキャパシタ  $C_1$ 、スイッチ  $T_{r2}$  がアクティブフィルタとして働いている。また、 $C_1$  は完全平滑形の直流電源となっている。この回路では入力率が0.97、THD が11.3%、クレストファクタが1.56、電力効率が92%など高性能の点灯回路が実現されている<sup>(14)</sup>。図17は交流入力電圧  $e$  と入力電流  $i$  の波形である。蛍光灯用複合回路方式ハーフブリッジインバータとしては図16の他にも図18(a)および(b)などのような回路方式も提案されている<sup>(15),(16)</sup>。特に、図18(a)はチャージポンプ方式と呼ばれ、入力率0.995、THD 4.5%、クレストファクタ1.58が達成されている。また、このチャージポンプ方式には種々の変形回路が提案されている<sup>(17),(18)</sup>。

6. おわりに

商用交流電源系統における入力電流の高調波対策は低周波の EMC 問題として早急に解決すべき社会的課題となっている。このような状況の中で、電子機器や電気機器に対して、IEC あるいは通産省のガイドラインに適合させる手段として、スイッチング電力変換回路本体がアクティブフィルタの動作を兼ね備えた複合回路方式の研究、開発が活発に行われており、良好な成果が得られつつある。

電子機器あるいは電気機器においては、心臓部としての電源がシステム全体の性能を左右するといっても過言ではなく、電源の研究は非常に重要である。昨今のエネルギー問題と EMC 問題という二つの社会的課題の面から捉えた場合、今後、入力電流の高調波対策と消費電力の低減を両立させることのできる電源の研究、開発にさらなる努力が払われることを期待したい。

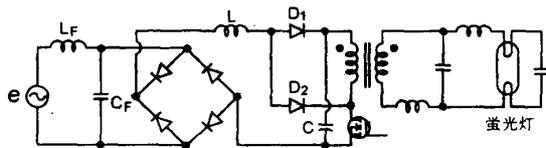


図14 デイザ整流形の蛍光灯用インバータ

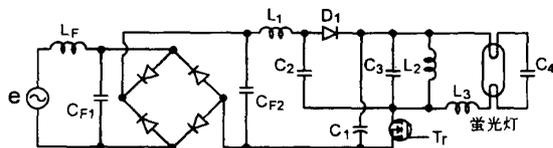


図15 蛍光灯用複合回路方式電圧共振形インバータ

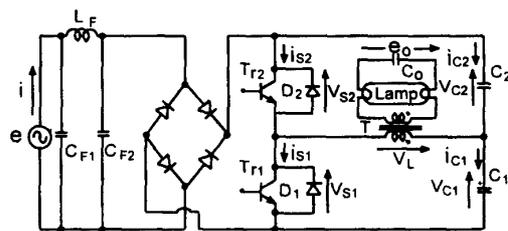
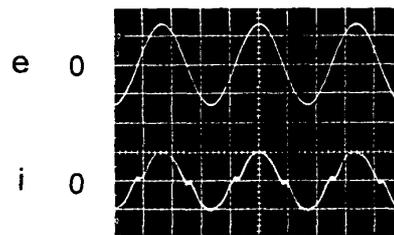
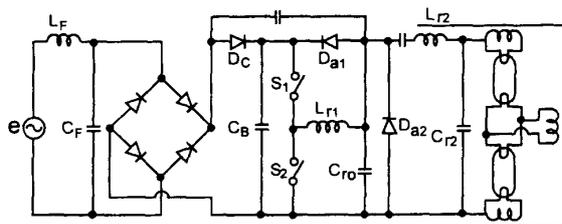


図16 蛍光灯用複合回路方式変形ハーフブリッジ形インバータ

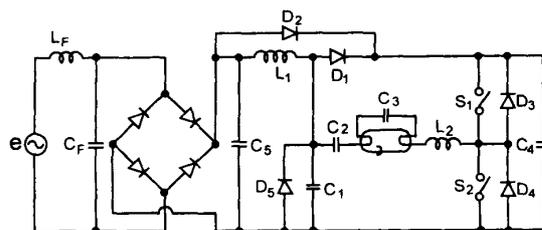


$e$ ; 200V/div.  
 $i$ ; 0.5A/div.

図17 図16と回路の交流入力電圧  $e$  と入力電流  $i$  の観測波形



(a) 2石式の複合回路方式の例 (チャージポンプ方式)



(b) 2石式の複合回路方式の例

図18 蛍光灯用複合回路方式ハーフブリッジインバータ

## 参 考 文 献

- (1) 電気協同研究高調波対策専門委員会編：電力系統における高調波とその対策，第46巻第2号，(社)電気共同研究会 (1990-06).
- (2) 家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン，通産省公報 (1994-09).
- (3) IEC 1000-3-2, INTERNATIONAL STANDARD (1995-03).
- (4) 坂下： “IEC 555-2 規格と高調波規制問題”，電子技術，Vol. 35, No. 3, pp. 19-23 (1993-03).
- (5) 高橋，五十嵐： “ディサー整流回路を用いた高力率スイッチングレギュレータ” 電学研資，SPC 91-19, pp. 33-38 (1991-01).
- (6) 寺本，関根： “力率改善形スイッチング・レギュレータ”，Origin Technical Journal, No. 55, pp. 29-36 (1992-05).
- (7) 寺本： “力率改善形スイッチング・レギュレータ”，Origin Technical Journal, No. 56, pp. 5-14 (1993-05).
- (8) 渡辺，小林他： “MS (Magnetic-Switch) 方式フォワード電源” 信学論 B-I, Vol. J. 78-B-I, No.11, pp. 586-591 (1995-11).
- (9) 松尾，黒川他： “磁気結合を利用した高力率および低歪率昇降圧形 AC-DC コンバータの動作解析について”，信学技報，EE97-35, pp. 45-51 (1997-09).
- (10) Suya, 高橋他： “蛍光灯用高入力力率デザイナーインバータ”，平 4 電学全大，572, pp. 5-153 (1992-04).
- (11) H. Matsuo, F. Kurokawa et al. : “Performance characteristics of the combined voltage-resonant inverter”, IEEE PESC Record, pp. 1159-1164 (1995-06).
- (12) 涂，松尾他： “入力電流歪率改善のための制御を施した蛍光ランプ用複合回路方式電圧共振形インバータの基本的な動作特性の検討”，電学論 A, 118巻1号, pp. 59-64 (1998-01).
- (13) 北村，浦谷他： “高調波を低減したハーフブリッジ形複合回路”，平 7 照明学東京支大，No. 2 (1995-10).
- (14) 松尾，黒川他： “力率・歪率改善のための機能を持ったハーフブリッジ形インバータについて”，信学技報，PE96-64, pp. 7-13 (1997-02).
- (15) W. Chen, F. C. Lee et al : “An Improved Charge Pump Electronic Ballast with Low THD and Low Crest Factor”, Proceeding of IEEE APEC, pp. 622-627 (1996-02).
- (16) 江口，小川： “ハーフブリッジインバータにおける高調波低減方式の検討”，照明学研資，LS-96-19, pp. 38-47 (1996-12).
- (17) J. Qian and F.C. Lee : “A Single-Stage Electronic Ballast with Power Factor Correction and Low Crest Factor for Fluorescent Lamps”, Proceeding of IEEE IAS Annual Meeting (1997-10).
- (18) J. Qian and F.C. Lee : “A New Continuous Input Current Charge Pump Power Factor Correction (CIC-CPPFC) Electronic Ballast”, Proceeding of IEEE IAS Annual Meeting (1997-10).