JIER－063

研究調査報告書

照明用電子安定器における入力電流高調波問題の研究

1999年（平成11年）5月

社団法人　照　明　学　会

照明用電子安定器における
入力電流高調波問題研究調査委員会

目　次

第１章　まえがき……１
第２章　高調波問題の概要……５
２．１　低周波ＥＭＣとしての高調波障害の現状……５
２．２　高調波ひずみ抑制のためのガイドライン……７
第３章　照明における高調波問題の特徴……１４
３．１　総電力における照明の位置づけ……１４
３．２　各種照明機器から発生する高調波の実態……１８
３．３　蛍光灯器具のトップランナー方式と高調波の抑制……２３
第４章　高調波対策技術の一般動向……２９
４．１　家庭用電子機器における実態と対策技術……２９
４．２　業務用電子機器の実態と対策技術……３９
４．３　照明用電源回路との関連……４６
第５章　電子安定器の高調波対策……５０
５．１　背景……５０
５．２　高調波対策回路方式の分類……５２
５．３　分類方式別各論および事例……５３
５．４　代表的方式の比較……６６
第６章　今後の課題と展望……６９
６．１　総合効率の向上と高調波対策方式……６９
６．２　ランプ電流波高率の向上及び課題の解決……６９
６．３　ＨＩＤランプ用電子安定器へのチャージポンプ方式の適用……７１
６．４　他機器（電球形蛍光ランプ）との組合せ……７１
６．５　規格、基準との整合……７１
６．６　まとめ……７２
第７章　あとがき……７３

目　次

第１章　まえがき

１９７０年代の後半にトランジスタインバータによる一般照明用の蛍光灯電子安定器が実用化されて以来，省電力効果，高機能性，小形軽量等の特徴が評価され順調に普及して今日に至っている。一方，照明器具，エアコンなどの電気機器におけるインバータ化の進展，テレビ，パソコンなど半導体集積回路を組み込んだ電子機器の普及とともにコンデンサ（キャパシタ）インプット方式，チョークインプット方式等のいわゆるパッシィブフィルタを用いた整流平滑の回路方式が数多く用いられ，これらの機器の入力電流の高調波による商用電源電圧の高調波歪みの障害が懸念されるようになってきている。

高調波障害を未然に防止するために，機器の入力電流高調波の限度値を規定する規格基準の検討が行われ，１９９４年９月末には通産省より「家電・汎用品高調波抑制ガイドライン」が，また，国際電気標準会議（ＩＥＣ）より１９９５年の３月にＩＥＣ規格としてＩＥＣ１０００－３－２が提示された。その後，ＩＥＣ規格は１９９７年１２月に付与番号のみ変更されＩＥＣ６１０００－３－２として再提示が行われた。しかし，ＩＥＣ規格は規格そのものの見直しと適用の時期について再度検討が行われている。いづれにしても，提示された規格においては，照明機器は家電汎用品の中で最も厳しい限度値が適用され，これに対応するため国内外で研究開発が活発に行われている。このように，照明用電子安定器を含むスイッチング電源の高調波抑制対策は，エネルギー利用の立場から低周波ＥＭＣ問題として社会的課題となっている。

以上のような観点から，照明用電子安定器の高調波問題および他のスイッチング電源における高調波問題とこれらの比較，対応技術の動向などを調査し，技術開発の今後の方向を探ることを目的に，本委員会が１９９６年（平成８年）５月に設置された。１９９６年７月に第１回の委員会が開催され，１９９９年５月までに１５回の委員会，３回の公開研究会を開き，調査研究を進めてきた。各章の内容は以下の通りである。

第２章　高調波問題の概要
第３章　照明における高調波問題の特徴
第４章　高調波対策技術の一般動向
第５章　電子安定器の高調波対策
第６章　今後の課題と展望
第７章　あとがき

なお，委員会の構成と審議経過は以下の通りである。

「照明用電子安定器における入力電流高調波問題研究調査委員会」委員構成

委員長	松尾　博文	長崎大学
幹　事	西村　広司	松下電工（株）
	清水　恵一（1997年11月から幹事）	東芝ライテック（株）
委　員	青池　南城（1997年10月まで幹事）	サンケン電気（株）
	伊藤　和彦	松下電子工業（株）
	落合　政司	（株）東芝
	加藤　義人	鳥取大学
	黒川不二雄	長崎大学
	桑原　厚二	富士通電装（株）
	小久保哲夫	岩崎電気（株）
	高須　啓次	日本電池（株）
	中澤　育男	日立照明（株）
	原田　和郎	同志社大学
	平出　信人	電気事業連合会(1998年3月まで)
	小田切司朗	電気事業連合会(1998年4月から)
	藤川　隆浩	日本電気ホームエレクトロニクス（株）
	松山　　眞	ニッポ電工（株）
	水野　銛章	愛水電子工学研究所
	山崎　広義	三菱電機オスラム（株）
	渡辺　晴夫	新電元工業（株）
	渡辺　良男	神奈川大学

（所属は1999年4月現在）

委員会経過報告

第１回委員会（１９９６年7月１２日）

委員会設置の趣旨説明，委員会の進め方，研究調査項目，文献調査範囲等について審議を行った。

第２回委員会（１９９６年１０月４日）

研究調査項目の審議，委員会の進め方，公開研究会の計画等について審議を行った。また，照明器具における高調波問題，高調波抑制ガイドライン等についての紹介が行われた。

公開研究会（１９９６年１２月２０日）

「点灯回路及び関連する放電管特性」

照明学会 光の発生・関連システム研究専門部会との共催

第３回委員会（１９９７年1月２１日）

研究調査項目の審議を行った。また，照明器具における高調波対策技術，電子通信用電源における高調波対策技術についての紹介が行われた。

第４回委員会（１９９７年4月２４日）

研究調査項目公開研究会の内容についての審議を行った。また，照明用電子安定器，液晶プロジェクタ用電源等における高調波対策技術の紹介が行われた。

第５回委員会（１９９７年7月１０日）

研究調査項目の審議，公開研究会の開催場所，日時等について審議を行った。また，照明用電子安定器，テレビ受像機用電源等の高調波対策技術，ＩＥＣ規格についての紹介が行われた。

第６回委員会（１９９７年１０月１３日）

研究調査項目の審議を行った。また，通産省の家電汎用品高調波抑制対策ガイドライン，電気学会の電気学会技術報告第６４３号，日本各社のテレビ受像機の高調波対策技術についての紹介があった。

第７回委員会（１９９８年2月２６日）

委員会の進め方，報告書の執筆要項，内容等について審議を行った。また，照明用電子安定器の高調波対策技術についての紹介が行われた。

公開研究会（１９９８年2月２７日）

「照明機器，電子機器等の電源への入力電流高調波抑制対策」

照明学会 光の発生・関連システム研究専門部会および電子情報通信学会電子通信エネルギー技術研究専門委員会との共催

第８回委員会（１９９８年4月２１日）

報告書の執筆要項，内容等について審議を行った。また，照明用電子安定器の高調波対策技術，日本の総発電電力量とその内訳等についての紹介が行われた。

第９回委員会（１９９８年7月１５日）

報告書の内容に関して，高調波抑制機能を持つ照明用電子安定器の分類案が紹介された。また，１９９８年５月に福岡で開催の IEEE Power Electronics Specialists Conference (照

明学会共催）で発表された照明用電子安定器，電子機器等の高調波抑制技術に関する紹介が行われた。さらに，公開研究会の開催場所，日時についての審議が行われた。

第10回委員会（１９９８年１０月１３日）

報告書の目次，内容についての審議が行われ，また，各章の執筆分担が決定された。

第11回委員会（１９９８年１２月９日）

報告書の内容についての審議および電子機器用電源の高調波対策技術，家電・汎用品高調波抑制ガイドラインの改正問題，国内各工業会の動向，欧州の動向等についての紹介があった。また，公開研究会の発表論文名，発表者が報告された。

第12回委員会（１９９９年2月１０日）

報告書の原稿案書式について審議を行った。また，異種の電気および電子機器を併用したときの高調波抑制効果についての紹介があった。さらに，本委員会での研究成果は当初照明学会の全国大会のシンポジウムで発表会を行う予定であったが，平成11年9月に電子情報通信学会との共催で公開研究会を実施することが決定された。

公開研究会（１９９９年2月２６日）

「照明機器，電子機器等の電源入力電流高調波抑制・省電力対策」

照明学会 光の発生・関連システム研究専門部会および電子情報通信学会電子通信エネルギー技術研究専門委員会との共催

第13回委員会（１９９９年3月９日）

報告書の原稿案についての審議を行った。また，ＩＥＣ ＳＣ７７Ａでの審議状況，各工業会でのトップランナー目標値の検討状況の報告があった。

第14回委員会（１９９９年4月１３日）

報告書の原稿案についての審議および書式についての再確認が行われた。

第15回委員会（１９９９年5月１２日）

最終原稿のチェックと確認を行い，報告書を提出して委員会を終了した。

第２章　高調波問題の概要

２．１　低周波ＥＭＣとしての高調波障害の現状

近年の電子・電気機器の大量普及に伴い，その入力電流の高調波歪みに起因する機器の障害が顕在化し，低周波のＥＭＣ（Electromagnetic Compatibility　電磁両立性）としてその対策が急がれている。高調波電流発生の要因としては，電子・電気機器の電源部に広く用いられているコンデンサインプット形の整流回路を初め，サイリスタ・トライアック等のスイッチングデバイスを用いた交流位相制御，変圧器等の磁気部品における磁気飽和等が挙げられる。これらの発生源のうち大多数を占めると考えられるコンデンサインプット形の整流回路を図２．１に示す。通常コンデンサの電圧は十分に平滑されるため，商用交流電源電圧がコンデンサ電圧に達する電圧ピーク付近でのみ整流器が導通する。よってその入力電流は導通角の狭いパルス状のものとなり，高調波成分を多く含む歪波電流となる。

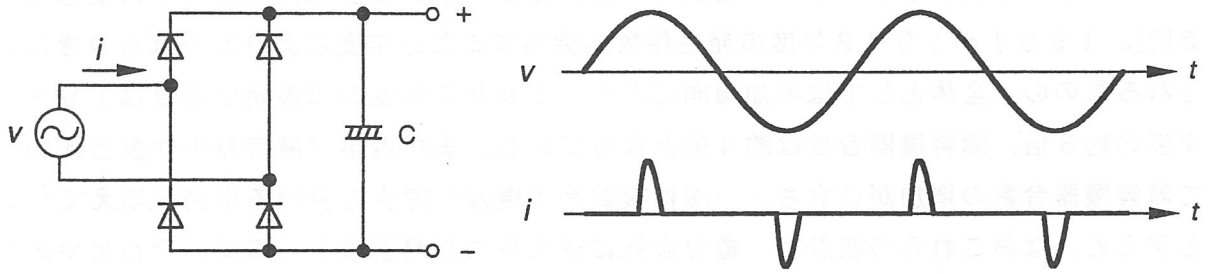


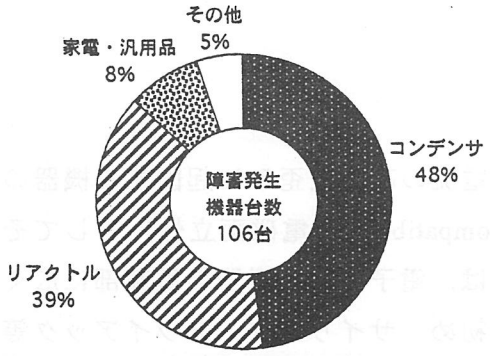
図２．１　コンデンサインプット形整流回路と入力波形

このような高調波電流は機器単体としては大きな値ではないが，近年の高調波発生機器の増加に伴い高調波電流の総量は増大し非常に大きな値となるため，他の機器に様々な高調波障害をもたらすこととなる。表２．１は高調波歪みによりもたらされる機器の障害の事例である[1]。障害の範囲は多岐に渡っているが，このなかで障害発生件数が最も多いのは電力用進相コンデンサおよび直列リアクトルの加熱焼損や異音・振動の発生である。

１９９７年度の機器別障害発生状況を図２．２に示す[2]。障害発生機

表２．１　機器の高調波障害の事例

機器名	障害の種類
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 ・効率低下・二時側過熱
同期機	・振動　・効率低下
ヒューズ，ブレーカ	・過大電流による溶断，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	・騒音の発生　・効率低下



障害発生状況の例

発生年月	業種	障害機器	様相	発生時の歪率
1997年4月	事務所	リアクトル	焼損	6.4%（推定）
1997年6月	繊維工場	コンデンサ	焼損	5.4%（推定）
1997年7月	製材所	リアクトル	異音	6.3%（推定）
1998年1月	金属製造業	コンデンサ	加熱	5.0%（推定）

※被害需要家はいずれも6.6ｋＶ受電

図２．２　１９９７年度機器別障害発生状況

器台数１０６台のうち，電力用コンデンサ・リアクトルで約９割を占めている。なお，これ以外の家電・汎用品等への障害発生状況としては，繊維業のミシン停止，電磁調理器の使用不能，大学の実験用精密測定器へのノイズ混入等が報告されている。図２．３は，１９８４年度から１９９７年度までの障害発生件数および障害機器台数の推移である[2]。１９９１～１９９３年度の発生件数が突出するなど年度により若干ばらつきは見られるものの，全体としては増加傾向にあり，１９９７年度の障害発生件数は１９８４年度の約３倍，障害機器台数は約４倍となっている。また近年は障害発生件数と比較して障害機器台数の増加が目立ち，一度に複数台の機器が障害を受ける事例が増えていると言える。なおこれらの統計は，電力会社に寄せられた需要家からの問い合わせや調査依頼によって把握できた件数・台数であるため，いわば氷山の一角とも言え，実際の件数・台数は相当数にのぼるものと考えられる。

参考文献

[1]　「電力系統における高調波とその対策」，電気協同研究，第４６巻，第２号（1990年）

[2]　電気事業連合会調べ

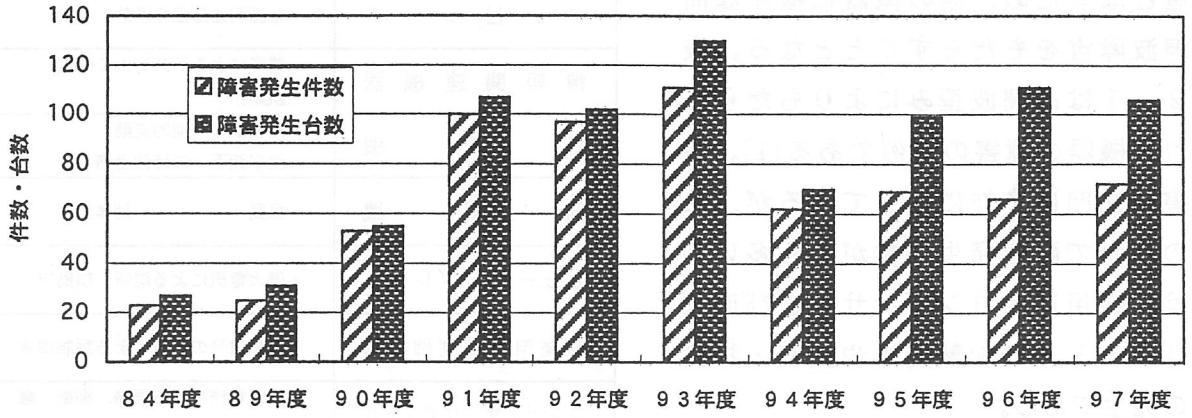


図２．３　障害発生件数および障害機器台数の推移

２．２　高調波ひずみ抑制のためのガイドライン

２．２．１　ガイドライン制定の経緯

商用電力系統の電圧歪みによって，電力用コンデンサやリアクタなどに障害が発生するようになり，この高調波障害に対して国内では表 2.2 に示す様に検討されてきている。

高調波ひずみ抑制のためのガイドラインは，商用電力系統の総合電圧歪み率と高調波障害発生の関係を考慮して 1987 年「電力利用基盤強化懇談会」において提言された「高調波環境目標レベル（商用電力系統の総合電圧歪み率を６．６ｋＶ配電系で５％及び特高系で３％に抑制すること)」をもとに，機器の 2000 年迄の普及率・需要予測等を考慮して示された高調波電流の発生量の抑制目標（現状から総量で家電・汎用品は２５％抑制，特定需要家は５０％抑制すること）のための技術要件を示すために定められた。

ガイドラインには，主に低電圧系統に接続される製品に対する「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」（ＩＥＣ規格準拠)と，高圧又は特別高圧で受電する特定需要家に対する「高圧又は特別高圧で受電する需要家の高調波抑制対策ガイドライン」がある。このうち照明機器など一般の電気製品は，「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」に基づいて対策を行うことになる。このガイドラインは，規格等によって生じる非関税障壁の排除（ＧＡＴＴスタンダードコード）の精神を尊重し，前記の抑制目標を考慮しつつＩＥＣ規格への整合を基本として，さらに日本特有の事情にも配慮されて制定されたものである[1][2][8]。

国際的には 1982 年に欧州で高調波規制について検討がなされ「IEC 555-2」として制定され，さらに，1995 年に「IEC 1000-3-2(現在の IEC 61000-3-2)」へ強化変更されている。しかしながら，1999 年の段階で，この「IEC 61000-3-2」に準拠して高調波規制を行っている国は日本（行政指導による自主規制）だけであり，欧州ではこの規制の適用を延期し続け，現在も「IEC 555-2」を適用しており，アメリカでもこの規制は適用されていないのが現状である。

今後，各機器の対策状況および高調波の実態変化や国際情勢変化とともに，省エネルギー促進とのバランスなどから，このガイドラインもさらに改訂される可能性がある。また，「IEC 61000-3-2」も 2003 年に大幅改訂が予定されており，今後の動向に注意が必要である[3][9][10]。

照明機器の高調波規制限度値（クラスＣ）については，過去に下記の様な検討がなされてきている。

(1)照明機器(35W 以下の機器を除く)の限度値について

IEC 1000-3-2 が当初検討された頃は，銅・鉄式安定器が一般的であり，この安定器はそのままでこの最も厳しい限度値を満たすことから IEC 1000-3-2 が制定されたと見られる。その後，省エネルギーの必要性から開発された電子安定器にとって，非常に厳しい規

格になった[4]。

ガイドラインでは，国際規格ＩＥＣに整合させることを基本としていること，及び，高調波環境改善の自主的努力からこの限度値を採用している[3]。

(2)電球形蛍光ランプの限度値について

以下の点を総合的に勘案してこの限度値が制定され，特にガイドラインではＩＥＣへの整合を考慮し世界で初めてこの限度値を採用している[3]～[7]。

・省エネルギーの推進。(白熱電球の３～４倍の効率，寿命 10 倍であり，白熱電球代替を推進。)
・照明機器[限度値Ｃ]はガイドライン中最も厳しい限度値であること。(各機器に対する限度値の公平性を考慮。)
・ランプ内に電子回路を組込むことから，コストとスペースが厳しい実状。
・他の電子機器(ＴＶ[クラスＤ適用品も含む])との併用で高調波が低減されること。

表 2.2　高調波問題の検討・ガイドライン制定経緯(主に照明分野)

年・月	経　　緯
1979.1	・(社)電気協同研究会「配電線高調波対策専門委員会」で検討開始。
1987.5	・資源エネルギー庁「電力利用基盤強化懇談会」において，「高調波電流による商用電力系統の総合電圧歪み率を，６．６ｋＶ配電系で５％及び特高系で３％に抑えることが妥当」との指標が示される。
1989.11	・(社)電気協同研究会で 1979 年～1987 年までの間に 162 件の高調波障害が報告される。
1990.6	・(社)電気協同研究会の高調波対策専門部会から，高調波電流の発生量の抑制目標が示される。
1990.9	・電気用品調査委員会高調波専門部会で家電製品に対する高調波対策ガイドラインの検討開始。(資源エネルギー庁要請)
1994.9	・「通商産業省の資源エネルギー庁公益事業部発行の公報」にて「家電・汎用品高調波抑制ガイドライン」（初版）と「高圧又は特別高圧で受電する需要家の高調波抑制対策ガイドライン」が制定される。
1996.1	・「家電・汎用品高調波抑制ガイドライン」による自主規制開始
1996.5	・電気用品調査委員会高調波専門部会で改訂検討開始
1997.9	・「通商産業省の資源エネルギー庁公益事業部発行の公報」にて「家電・汎用品高調波抑制ガイドライン」（改訂版）が制定される。
1997.10	・照明機器(35W 以下の機器を除く)の暫定限度値(クラスＤ)の適用開始
1998.1	・照明機器(35W 以下の機器を除く)の限度値(クラスＣ)の適用開始
1999.1	・電球形蛍光ランプに対する限度値の適用開始

２．２．２　家電・汎用品高調波抑制対策ガイドラインの内容

家電・汎用品高調波抑制対策ガイドラインは，300V 以下の商用電源系統に接続して使用する定格電流 20A／相以下の電気・電子機器(家電・汎用品)に適用され，それぞれの機器は表 2.3 の適用クラスに分類され，図 2.4 のフローチャートに沿って対応すべき規制クラスが定められる。

照明機器はクラスＣに分類される。クラスＣでは機器の入力電流基本波(I1)に対する各

次高調波電流(In)の百分率(In/I1×100)で規制される。なお，クラスCにおいて有効入力電力 35W 以下の照明機器(電球形蛍光ランプを除く)には限度値は適用されない。また，調光装置に対する限度値については表 2.6 が適用され，35W 以下の電球形蛍光ランプは表 2.7 が適用される。

高調波電流の測定はガイドラインに定める測定条件(概要を IEC61000-3-2 と比較して表 2.9 に示す)に基づいて測定し，限度値は定常状態の高調波電流に適用される。この測定条件は、機器ごとに詳細に設定されている。

また、ガイドラインの効果・実効性を高めるため、通商産業省の補助事業として(財)電気安全環境研究所(JET)において、測定方法・対策技術の検証および効果確認(製品買い上げ試験)が実施されている。

表 2.3 適用クラス

	適用機器	限度値
クラスA	平衡３相機器及び他のクラスに属さないすべての機器	表 2.8
クラスB	手持ち形電動工具	表 2.8 の値の 1.5 倍
クラスC	照明機器	表 2.4
クラスD	図 2.5 で定められる「特殊な電流波形」の入力電流を持つ機器で，かつ本ガイドラインで後述する測定法に基づく有効入力電力が６００W以下の機器	表 2.5

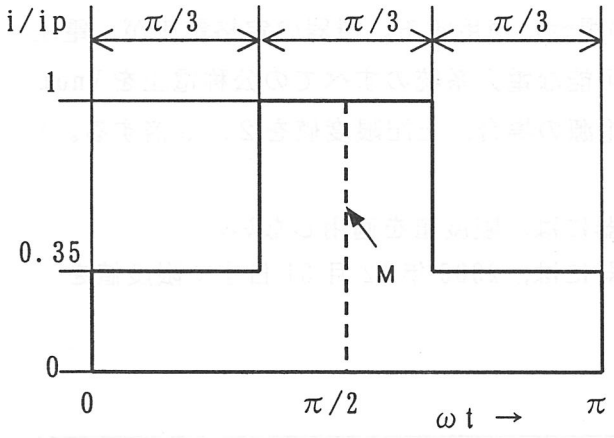


図 2.5 機器の入力電流波形を「特殊な電流波形」として定めるための入力電流波形を当てはめる包絡線 (※1)

(※1)機器の入力電流の各々の半周期の波形において，その波形の尖頭値 i pk を図 2.5 の中央線のMとレベル” 1 ”に合わせたとき，それぞれの半周期の少なくとも 95%の期間で，波形が図 2.5 に示す実線の包絡線の範囲内にある時，その入力電流波形を「特殊な電流波形」とみなす。

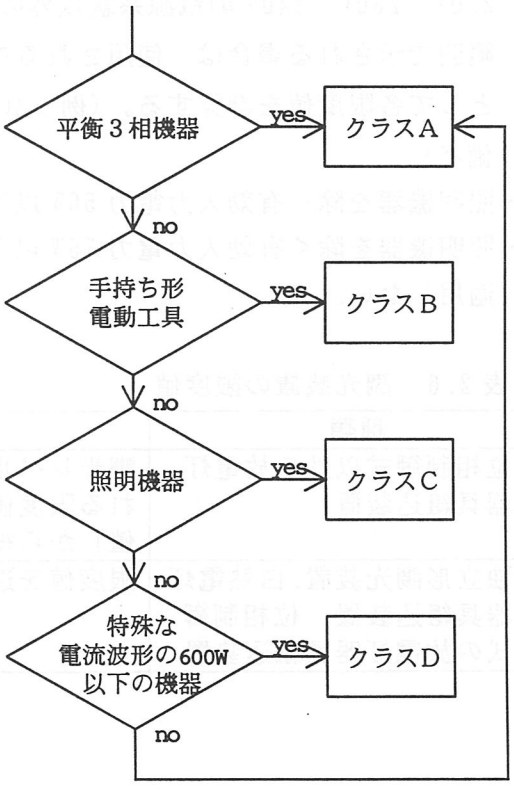


図 2.4 ｸﾗｽ分けﾌﾛｰﾁｬｰﾄ

表 2.4　限度値C

高調波次数　n	照明機器の基本波入力電流の百分率として表される最大値(%)
偶数高調波	
2	2
奇数高調波	
3	30 ×λ　　(λ：回路の入力力率)
5	10
7	7
9	5
11≦n≦39	3

(備考) 1998年1月1日まで，照明機器で図2.5の「特殊な電流波形」を有する家庭で使用する機器の高調波電流は，表2.5に示される限度値Dを適用する。

表 2.5　限度値D

高調波次数 n	電力比例限度値 [×(230/Vnom)] (mA/W) (※2)	最大許容高調波電流 [×(230/Vnom)] (A)　(※2)
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≦n≦39	3.85/n	表 2.8 による

(※2)限度値として，「表の中の値×(230/Vnom)」の計算値は，機器の定格電圧(Vnom)が220V，230V，240V の電源系統以外の電圧の場合に適用する。機器の定格電圧が，電圧範囲で示される場合は，使用されることが可能な電力系統のすべての公称電圧を Vnom として各限度値を計算する。(例：AC100V 電源の場合，上記限度値を２．３倍する。)

(備考)

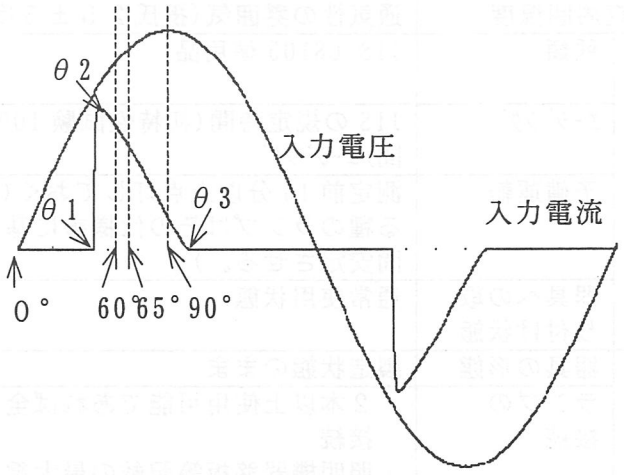
・照明機器を除く有効入力電力 50W 以下の機器には，限度値を適用しない。

・照明機器を除く有効入力電力 75W 以下の機器には，2000 年 12 月 31 日まで限度値を適用しない。

表 2.6　調光装置の限度値

種類	限度値
位相制御式以外の放電灯器具組込装置	調光レベルが最大の時の基本波電流値に，表 2.4 に定められる限度値Cの「基本波入力電流に対する百分率の最大値」から得られる値を乗じた電流値を超えないこと。
独立形調光装置，白熱電灯器具組込装置，位相制御式の放電灯器具組込装置	限度値を適用しない。

表 2.7 電球形蛍光ランプの限度値

下記(a),(b)のいずれかを満足すること　(1999 年 1 月 1 日以降製造分に適用)
(a) 高調波電流はクラスＤの規制値を超えないこと。 (入力電流波形は関係しない。) (b) 基本波入力電流 I1 に対する百分率で示される第３次高調波電流 I3 及び第５次高調波電流 I5 は，それぞれ 86%, 61%を超えず，更に入力電流波形は下記に適合すること。 I3/I1≦86%, I5/I1≦61% $\theta 1 \leqq 60°$, $\theta 2 \leqq 65°$, $\theta 3 > 90°$ 

(備考)

・限度値の第１項は，高調波電流を軽減する技術的進歩促進のためのもの[3]。

・限度値の第２項[位相角規定]は，テレビやパソコンなどからの高調波を打ち消す効果を得るためのもの[3]。(例：電球形蛍光ランプの電流ピークは約65°であり，平滑用Ｌ付きのテレビでは約95°にある[6]。)

表 2.8　限度値Ａ

	平衡３相機器	３相２００Ｖ機器
高調波次数 n	最大許容高調波電流 A　[×(230/Vnom)]　(※3)	最大許容高調波電流 A　[×(400/Vnom)]　(※3)
奇数高調波		
3	2.30	2.30
5	1.14	1.14
7	0.77	0.77
9	0.40	0.40
11	0.33	0.33
13	0.21	0.21
15≦n≦39	0.15 × (15／n)	0.15 × (15／n)
偶数高調波		
2	1.08	1.08
4	0.43	0.43
6	0.30	0.30
8≦n≦40	0.23 × (8／n)	0.23 × (8／n)

(※3)限度値として，「表の中の値 ×(230[400]/Vnom)」の計算値は，機器の定格電圧(Vnom)が 220V, 230V, 240V[三相の 380V, 400V, 415V]の電源系統以外の電圧の場合に適用する。機器の定格電圧が，電圧範囲で示される場合は，使用されることが可能な電力系統のすべての公称電圧を Vnom として各限度値を計算する。

表 2.9　照明機器の測定条件概要[1][8]

測定条件の項目		ガイドライン	[参考]IEC61000-3-2
測定周囲温度		通気性の雰囲気(摂氏２５±５度)	換気された環境(20～27℃)
使用ランプ	種類	JIS C8105 準用品	試験用ランプまたはその公称値に近い電気特性を持ったランプ
	ｴｰｼﾞﾝｸﾞ	JIS の規定時間(初特性試験 100 時間)ｴｰｼﾞﾝｸﾞ	・定格電圧で 100 時間ｴｰｼﾞﾝｸﾞ
	予備運転	測定前 15 分以上点灯しておく(ある種のランプはその仕様書に基く期間安定させる。)	測定前 15 分以上点灯しておく(ある種のランプはその仕様書に基づく期間安定させる。)
	器具への取り付け状態	通常使用状態	通常使用状態
照明器具	器具の形態	製造状態のまま	製造状態のまま
	ランプの接続	・２本以上使用可能であれば全て接続 ・照明機器銘板等記載の最大電力のランプを接続	・２本以上使用可能であれば全て接続 ・試験用ランプ又は定格に近い電気特性を持ったランプを接続
	ｸﾞﾛｰｽﾀｰﾀ使用器具	JIS C7603(蛍光ランプ用ｸﾞﾛｰｽﾀｰﾀ)に準拠	IEC155(Starters for tubular fluorescent Lamp 1983)に準拠
	調光装置使用器具	・製造者規定の最大負荷及び各調光レベルを測定 ・連続的な調光装置は最大電力と最小電力の中間レベルで判定	・調光器は最小電力から最大電力の間を等間隔で５段階調整
	電子式トランスや調光装置のない白熱電球を使用した器具	適合品と見なし測定は不要	要求を満足していると見なし測定は不要
その他		・ガイドラインに適合する電球形蛍光ランプ使用器具は適合品と見なし測定は不要 ・要求を満足していることが判明している安定器・電子トランス使用器具は適合品と見なし測定は不要 ・独立形調光装置 白熱電球を負荷とし，その調光装置の許容最大負荷を取り付けて測定。(90°±5°の点弧角)	・蛍光灯や放電灯用安定器・ﾌｨﾗﾒﾝﾄ用の低電圧電球用電子トランスが試験用ランプを用いた個別試験で規格に合格している場合，合格と見なし測定は不要
測定系	測定ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ(※4)	・100V 器具:(直流抵抗分 0.4Ω±8%)＋(ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ分 0.37mH±8%) ・200V 器具:(直流抵抗分 0.38Ω±8%)＋(ｲﾝﾀﾞｸﾀﾝｽ分 0.46mH±8%)	・試験条件を満たすに充分な程低いこと

(※4)(測定用機器の入力ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ＋測定用電源の内部ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽ(測定用ｲﾝﾋﾟｰﾀﾞﾝｽを含む))

[参考文献]

[1]「家電・汎用品高調波抑制ガイドライン」（初版）及び(改訂版)（1994,1997）
[2]「高圧又は特別高圧で受電する需要家の高調波抑制対策ガイドライン」（1994）
[3]電気用品調査委員会高調波専門部会(第1～11回)議事録(1990～1998)および
電気用品調査委員会高調波専門部会W･G(第1～14回)議事録(1993～1998)
[4]第21回SC77A WG1"Harmonics"会議　議事録（1995）
[5]IECブレッド会議報告（1996）
[6]IEC情報　SC77A/WG1レター（1996）
[7]SC77A/124/NWIP（1995）
[8]「高調波電流発生抑制対策事業に関する調査及び研究開発報告書」
（財）日本電気用品試験所（1997,1998）
[9]IEC SC77A/WG1 ローマ会議報告（1999）
[10]IEC SC77A 審議状況(SC77A国内委員会資料)（1998）

第３章 照明における高調波問題の特徴

３．１　総電力における照明の位置づけ

日本における電力の総需要・従量電灯量に占める照明用電力の割合の推移は表３．１，図３．１に示した。１９９６年度までは実績値，１９９７年度は途中実績による推定値である[１]。 従量電灯量が年平均５．３％と伸びているのに対し，照明用電力は１５～１８％とほぼ一定の比較的大きい割合を占め，電力量としては増加している。

表３．１　日本の総発電電力量と総電力需要の伸び単位：億ｋＷｈ）

年度	1989	1990	1991	1992	1993	1994	1995	1996	1997
A. 総発電電力量		8,573	8,881	8,953	9,067	9,643	9,899	10,093	10,379
電気事業用		7,576	7,831	7,883	7,957	8,493	8,680	8,846	9,050
自家発電		998	1,050	1,070	1,110	1,151	1,219	1,248	1,330
B. 総需要	7,139	7,656	7,899	7,978	8,047	8,588	8,816	9,035	9,265
C. 従量電灯量(100%)	1,634	1,774	1,853	1,921	1,977	2,155	2,247	2,282	2,324
冷蔵庫（%）	23.3	21.7	21.1	20.5	20.1	18.5	18.1	17.9	17.6
照明用（%）	17.7	16.9	16.8	16.8	16.9	15.7	15.7	15.8	15.8
冷暖房兼用ｴｱｺﾝ(%)	6.9	7.6	8.6	9.4	10.0	10.2	11.1	12.0	12.7
ﾙｰﾑｸｰﾗｰ(%)	9.2	9.3	9.7	9.9	10.1	9.7	10.0	10.4	10.6
テレビ（%）	10.6	10.1	10.1	10.0	10.1	9.4	9.4	9.5	9.5
こたつ（%）	5.3	4.8	4.7	4.6	4.5	4.2	4.1	4.0	3.9
電気ｶｰﾍﾟｯﾄ（%）	2.8	2.9	3.2	3.4	3.5	3.5	3.6	3.7	3.8
その他（%）	24.2	26.7	25.8	25.4	24.8	28.8	28.0	26.7	26.1

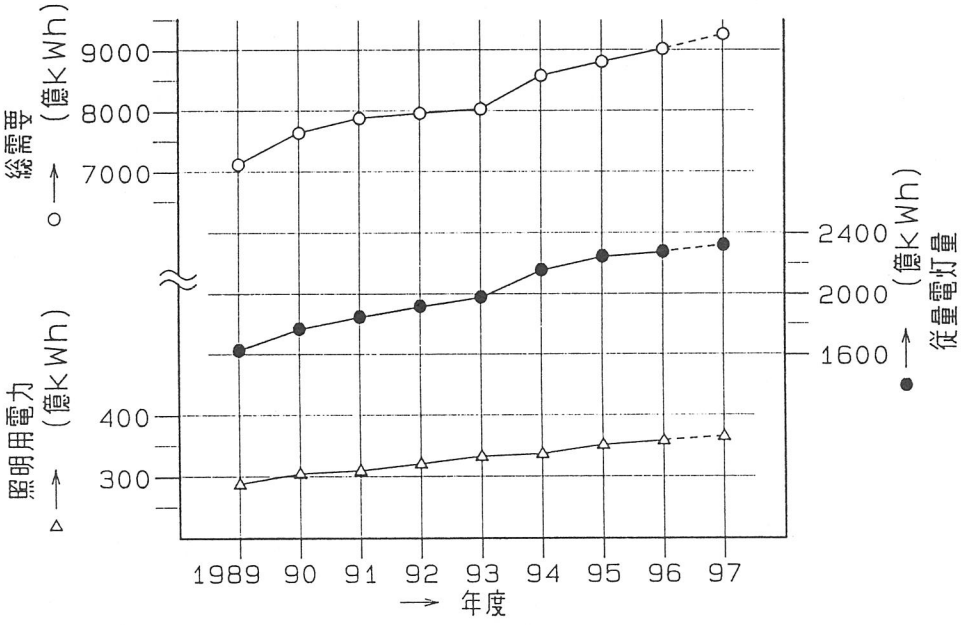


図３．１　日本の電力総需要・従量電灯量・照明用電力の推移

また，１９９７年度における従量電灯量はほぼ前年なみが推定され，その割合は図３．２となる。

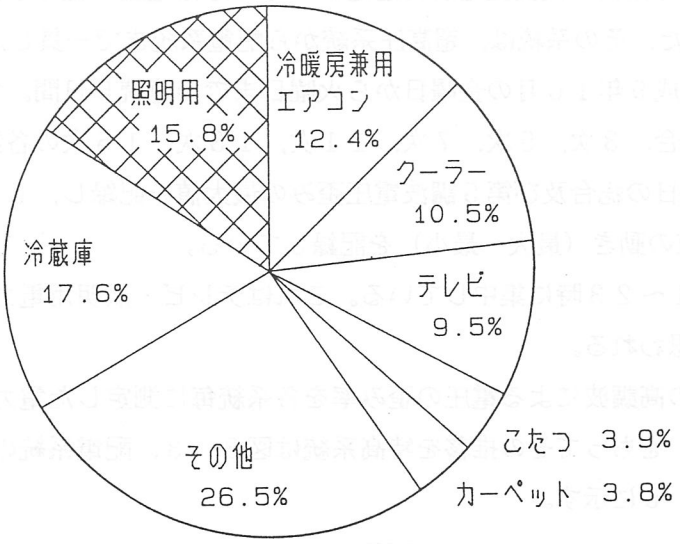


図３．２　１９９７年度における従量電灯量の割合

一方１９９８年度各電力会社において高調波歪みの実態を１０月のある５日間に限定して調査した結果が表３．２である[２]。

表３．２　１９９８年度　電力系統の高調波電圧歪みの測定結果（単位：％）

電力会社		超高圧系統（187kv以上）		特高系統（154～22kv）		配電系統（住宅地域）		配電系統（商工業地域）		最大歪み発生時間（総合）
		総合歪み	第５調波歪み	総合歪み	第５調波歪み	総合歪み	第５調波歪み	総合歪み	第５調波歪み	
A	最大	2.1	2.1	2.6	2.5	4.7	4.6	2.6	1.9	休日
		～	～	～	～	～	～	～	～	
	最小	1.7	1.6	1.9	1.9	3.8	3.8	1.9	0.9	８時
B	最大	1.8	1.8	2.8	2.6	2.9	2.7	3.0	2.6	休日
		～	～	～	～	～	～	～	～	
	最小	1.5	1.5	2.5	2.3	2.6	2.4	2.2	1.9	８時
C	最大	5.7	5.7	3.1	3.1	4.1	4.1	3.7	3.7	平日
		～	～	～	～	～	～	～	～	
	最小	4.7	4.7	2.6	2.6	3.2	3.1	3.3	3.2	２３時
D	最大	2.8	2.7	1.7	1.6	3.5	3.4	1.6	1.1	平日
		～	～	～	～	～	～	～	～	
	最小	2.4	2.2	1.3	1.1	3.2	3.2	1.2	0.9	２３時
E	最大	4.1	4.0	2.3	2.2	2.4	2.3	1.4	1.1	休日
		～	～	～	～	～	～	～	～	
	最小	3.8	3.8	2.0	2.0	2.1	1.6	1.2	0.6	２１時

表３．２は次の条件で測定している。

（１）測定方法：　電力会社で代表変電所を選定し，その母線電圧の歪みを測定。
また，その系統は，超高圧系統から配電系統まで一貫した系を原則。

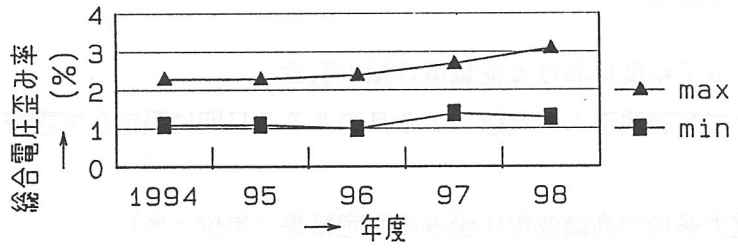
（２）測定時期：　平成９年１０月の金曜日から火曜日までの連続５日間。毎正時の値。

（３）測定次数：　総合，３次，５次，７次，１１次，１３次，１５次の各調波。

（４）実態表　：　毎日の総合及び第５調波電圧歪みの最大値を記録し，５日間の最大値の動き（最大～最小）を記録している。

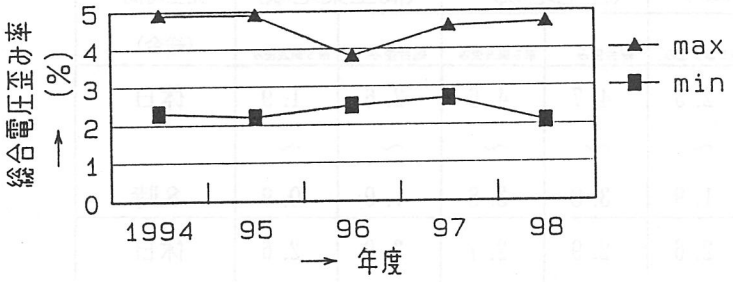
最大歪みの発生が２１～２３時に集中している。これはテレビ・照明用電力などの高調波歪みが大きいことによると思われる。

１９９４～９８年度の高調波による電圧の歪み率を各系統毎に測定した電力５社の最大値（ｍａｘ）最小値（ｍｉｎ）をもってその推移を特高系統は図３．３，配電系統の住宅地域は図３．４，商工業地域は図３．５に示す。



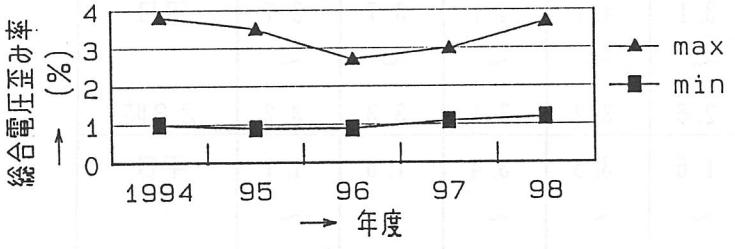
特高	94	95	96	97	98
max	2.3	2.3	2.4	2.7	3.1
min	1.1	1.1	1.0	1.4	1.3

図３．３　特高系統電圧歪み率



住宅	94	95	96	97	98
max	4.9	4.9	3.8	4.6	4.7
min	2.3	2.2	2.5	2.7	2.1

図３．４　住宅地域電圧歪み率



商工	94	95	96	97	98
max	3.8	3.5	2.7	3.0	3.7
min	1.0	0.9	0.9	1.1	1.2

図３．５　商工業地域電圧歪み率

９６年度頃より電気機器製造者が高調波抑制型の製品を出荷し始めているが普及率が低いため電圧歪み率に減少の傾向はみられない。今後の動向は注目されるべきである。

一方，インバータ化による照明の電力が増加していることを考えると高調波の抑制が必須の課題となり，これが前章で述べたガイドラインに強く反映している。

参考文献

［1］　電気事業連合会：電気事業便覧（平成１０年度版）pp. 44-47, pp. 62-63(1998)

［2］　電気事業連合会調べ

３．２　各種照明機器から発生する高調波の実態[1]-[4]

電子安定器（インバータ）を搭載した照明機器から発生する入力電流の低次高調波に関しては，施設用照明器具と住宅用照明器具とは分けて考えた方がよい。電子安定器は図３．６に示したような基本構成からなっている。電源高調波に影響を与えるのは図３．７の整流平滑回路方式である。

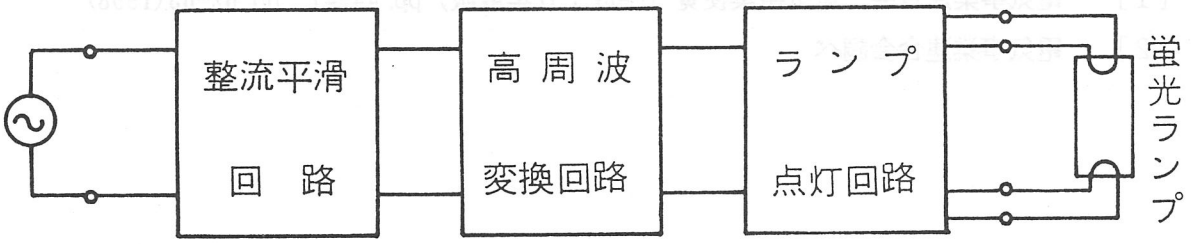


図３．６　電子安定器の基本構成

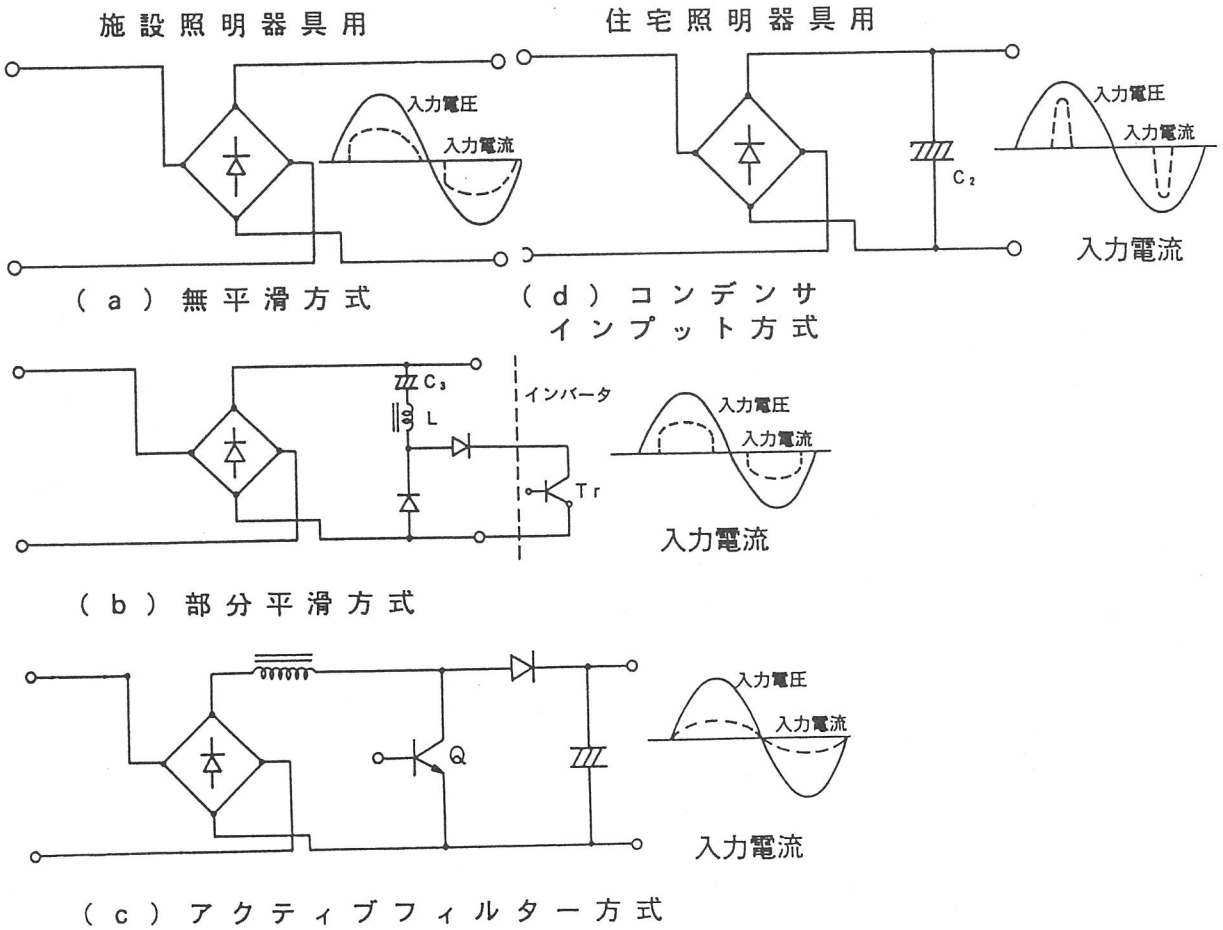


図３．７　整流・平滑回路方式

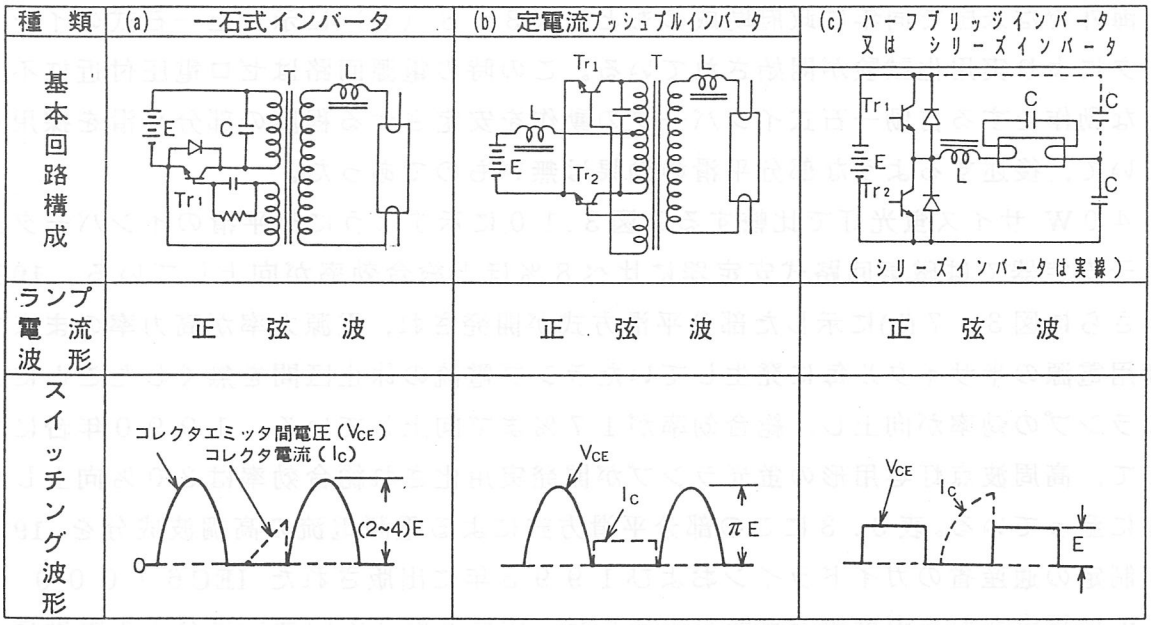


図３．８　インバータの回路方式

３．２．１施設照明器具用電子安定器

施設用の蛍光灯器具は一つの建物に数百～数万灯集中して使用されることから無効電力が少ない高力率形安定器が必須の条件である。高力率にすることによって電力料金を割安に設定することで需要家に還元され，この考え方が当初から今日に至るまで定着している。

インバータによる電子安定器の国内における最初の実用化は 1978 年である。回路方式は図３．９に示したように電源電圧を全波整流後，無平滑（図３．７(a)）のままでインバータ回路に加え高周波変換してランプを点灯することにより高力率を得るものであった。インバータ方式はどのような瞬時電圧でも安定に動作する図３．８（ｂ）に示す定電流プッシュプルインバータが採用された。

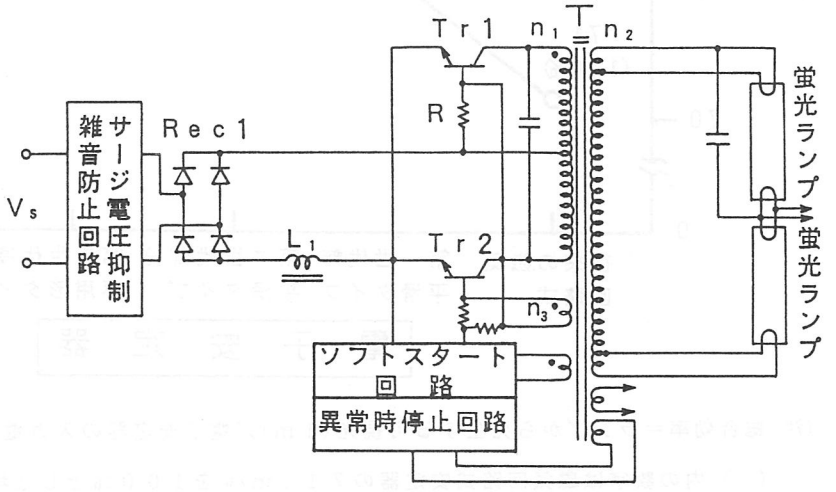
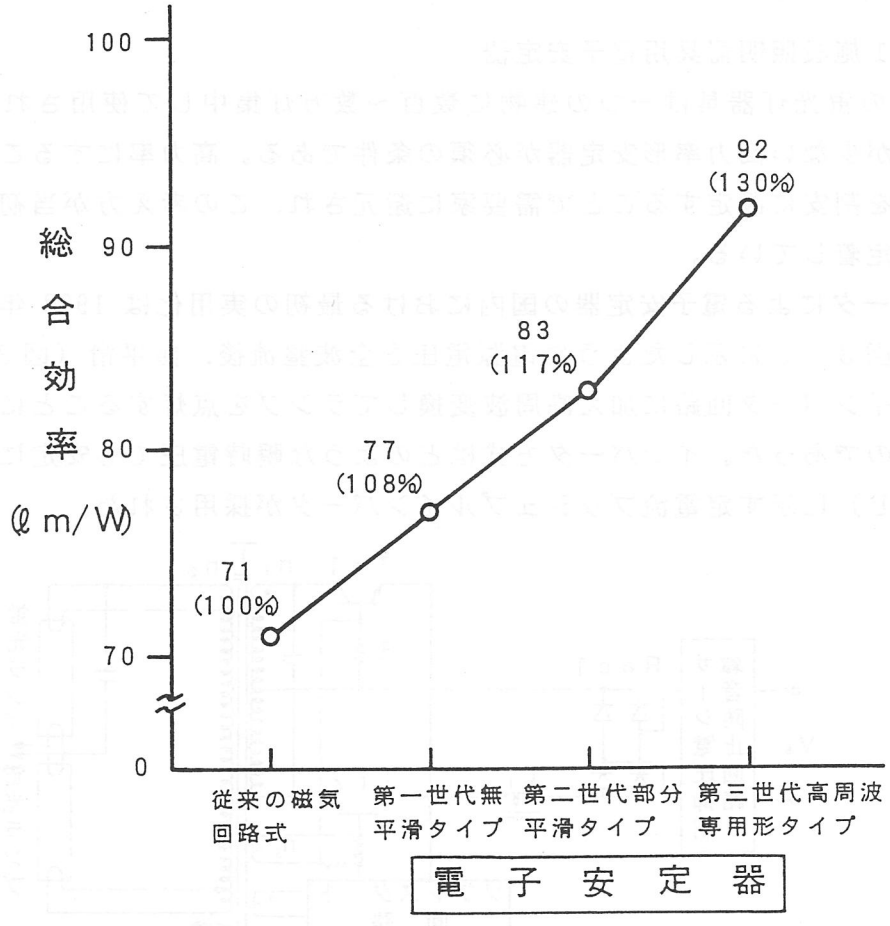


図３．９　最初に実用化された蛍光灯電子安定器の回路構成(無平滑タイプ)

海外では米国で同年に政府助成のもとに図３．８（ａ）に示した一石式のインバータにより実用化試験が開始されている。この時の電源回路はゼロ電圧付近に不安定な動作をする自励一石式インバータの動作を安定させる程度の部分平滑を採用していて，後述するような部分平滑の効果は無いものであった。

４０Ｗ サイズ蛍光灯で比較すると図３.１０に示すように無平滑のインバータ式電子安定器では磁気回路式安定器に比べ８％ほど総合効率が向上している。1980年さらに図３．７(b)に示した部分平滑方式が開発され，電源力率が高力率のままで商用電源の半サイクル毎に発生していたランプ電流の休止区間を無くしたことによりランプの効率が向上し，総合効率が１７％まで向上している。１９９０年台になって，高周波点灯専用形の蛍光ランプが開発実用化され総合効率は３０％向上し現在に至っている。表３．３にこの部分平滑方式による電源電流の高調波成分を，1994年制定の通産省のガイドラインおよび１９９５年に出版された IEC６１０００－３－2 に規定された限度値と比較して示した。磁気回路式安定器では全ての限度値内であるのに対し部分平滑方式は第５調波が限度値に適合していない。



(注)総合効率＝ランプから発生する可視光(ｌｍ)／電子安定器の入力電力(Ｗ)

(　) 内の数字は磁気回路式安定器の７１ｌｍ/ｗを１００％とした場合

図３．１０　４０Ｗサイズ蛍光灯電子安定器による総合効率の改善

表３．３蛍光灯電子安定器の各種整流方式と電源高調波

高調波次数（基本波含む）	部分平滑方式	ｱｸﾃｨﾌﾞﾌｨﾙﾀ方式	ｺﾝﾃﾞﾝｻｲﾝﾌﾟｯﾄ方式	磁気回路式安定器	高調波限度値ｶﾞｲﾄﾞﾗｲﾝ
基本波	１００	１００	１００	１００	１００
第３（％）	１１．９	４．０	８９	１３．０	３０×λ
第５（％）	２１．１	１．５	７２	７．４	１０
第７（％）	７．０	１．３	５０	４．７	７
第９（％）	６．５	０．９３	２９	３．６	５
入力力率	０．９３	０．９８	０．６	０．９８	λ

（注）偶数次高調波は記載省略

３．２．２住宅照明器具用電子安定器

住宅用照明器具のインバータ化は 1980 年３０Ｗ環形蛍光灯シャンデリア器具として実用化された。本格的普及は１９８４年蛍光灯スタンドに応用開発されてからである。ちらつきが少なく，明るさが磁気回路式安定器よりも２０％向上することが評価され現在では蛍光灯スタンドのほぼ１００％に採用されている。１９８７年，同様の考え方を家庭用の主照明となる環形蛍光灯器具などに採用され一挙に普及が拡大した。

住宅用蛍光灯器具に採用される磁気回路式安定器はもともと低力率であることから，電子安定器に採用される電源整流平滑方式は図３．７（ｄ）に示したコンデンサインプット方式が採用された。この方式の高調波含有率は表３．３のようにいずれの高調波でも限度値ガイドラインを超えている。

３．２．３蛍光灯電子安定器の普及と高調波抑制の必要性

図３．１１は日本（照明器具統計からの推定値）の電子安定器化（インバータ化）率と北米（米商務省統計）における４０Ｗ以上の蛍光灯安定器の電子安定器化率を各年度毎にその推移を示したものである。国内は住宅用も施設用もインバータ化率が進んでいる。このまま，インバータ化率が大きくなったのでは表３．３の部分平滑回路とコンデンサインプット平滑回路の項に示したように，電源の高調波電流が増え同じ電源系統に接続されている他の機器に障害を与える可能性がある。このため通産省のガイドラインとして高調波の限度値が示され，1998 年１月１日以降適合するよう推奨された。

高調波を抑制する既に確立した回路方式として図３．７（ｃ）に示したアクティブフィルタ方式がある。

アクティブフィルタ方式を採用すると表３．３のように容易に高調波を抑制することが出来る。しかしこの方式では回路構成が複雑となりコストが高くなる欠点がある。その欠点を解消する目的で検討されてきたのがインバータ本体が高調波を抑制する機能を有する簡単で低コストの回路方式があり，国内外で活発な研究がなされている。本報告ではこの種の回路方式も後述のようにアクティブフィルタ方式と総称することとした。電気学会報告書ではこの種の照明用インバータは複合回路方式，DC出力のコンバータはワンコンバータ方式というように区別して総称している[4]。

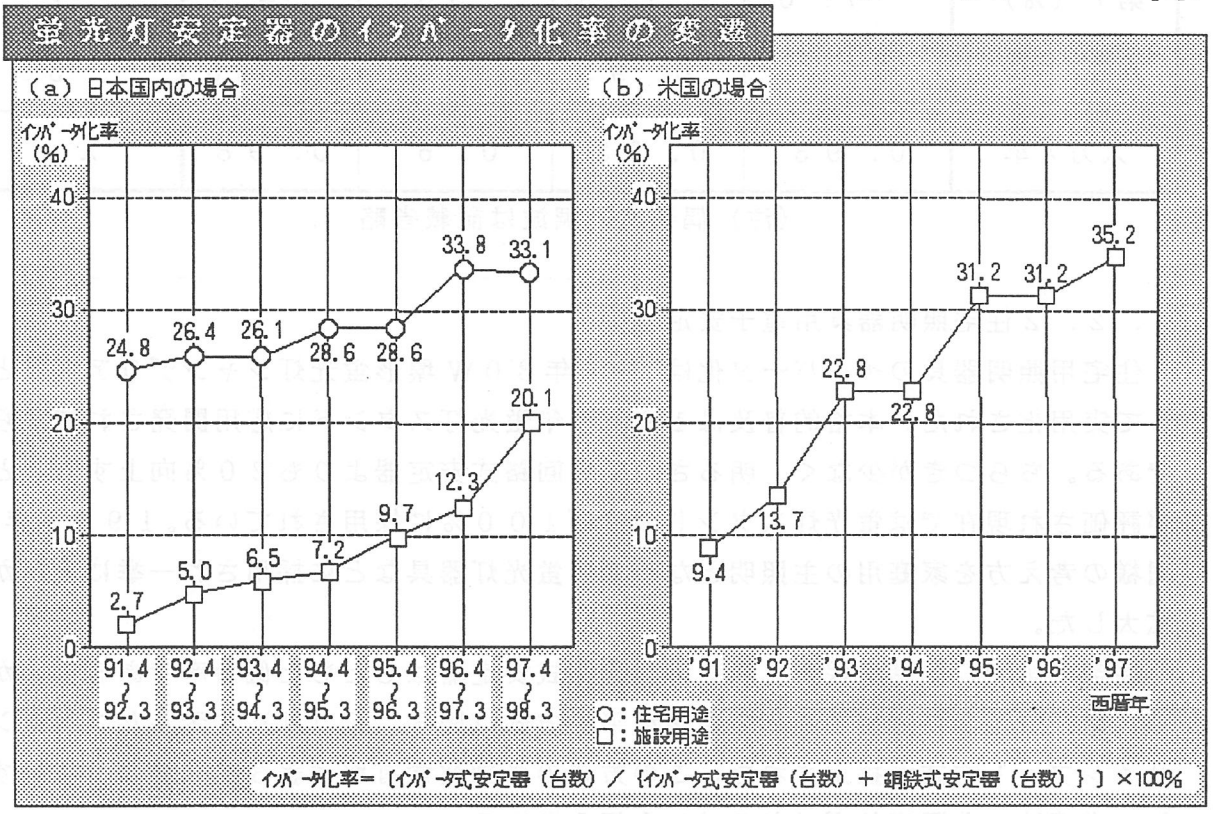


図３．１１　　蛍光灯安定器の電子安定器（インバータ）化率

参考文献

［1］ 電気学会技術報告（Ⅱ部）第１７２号：「最近の放電灯安定器とその動向」（社） 電気学会放電灯安定器調査委員会報告(1984)

［2］ 青池:「蛍光ランプ用安定器・点灯回路５０年の発達」，照明学会誌第７２巻 第 5号, pp. 255-263(1988)

［3］ 松尾，青池:「電子安定器におけるインバータ化技術の動向」，照明学会誌第 80巻 第３号, pp. 147-155(1996)

［4］ 電気学会技術報告第６４３号:「アクティブフィルタ機能を有する電力変換回路とシステム －電源高調波規制および対策技術の現状と動向－」，アクティブフィ タ機能を有する高性能電力変換システム調査専門委員会調査報告書，pp. 74-78(1997)

３．３　蛍光灯器具のトップランナー方式と高調波の抑制

３．３．１蛍光灯器具のトップランナー方式

地球環境保全を目的に省エネルギーを進めるため，蛍光灯器具のエネルギー消費効率等について，蛍光灯器具の製造事業者又は輸入事業者（製造事業者等）の判断の基準となるべき事項を総合エネルギー調査会省エネルギー基準部会蛍光灯器具判断基準小委員会によって審議され，その結果が平成10年10月16日に通産省公報として発表された［1］。

（１）対象となる範囲

蛍光ランプを主光源とする照明器具。だだし，防爆型のもの，耐熱型のもの，防じん構造のもの，耐食型のもの，車両用その他輸送機関用に設計されたもの，40形未満の蛍光灯ランプを使用する蛍光灯器具（ JIS C 8115「家庭用蛍光灯器具」及び「蛍光灯卓上スタンド（勉学，読書用）」に規定する蛍光灯器具を除く。）を除く。

（２）製造事業等の判断の基準となるべき事項等

①　目標年度　２００５年度

②　目標基準値

各蛍光灯器具製造事業者等は目標年度に国内向けに出荷する蛍光灯器具について，③で定める方法により測定したエネルギー消費効率を表３．４の区分毎に出荷台数で加重平均した値が，目標基準値を下回らないようにすること。また，それぞれの区分に属するランプの種類に応じた器具は表３．５のとおりである。

表３．４　区分及び目標基準値

区分				目標基準値 lm／W
直管形				
	１１０形ラピッドスタート形蛍光ランプを用いるもの			７９．０
	４０形	高周波点灯専用直管形蛍光ランプを用いるもの		８６．５
		ラピッドスタート形蛍光ランプを用いるもの		７１．０
		スタータ形蛍光ランプを用いるもの		６０．５
	２０形	スタータ形蛍光ランプを用いるもの	電子安定器式のもの	７７．０
			磁気安定器式のもの	４９．０
環形				
	ランプの大きさの区分の総和が７２を超えるもの			８１．０
	ランプの大きさの区分の総和が６２を超え７２以下のもの			８２．０
	ランプの大きさの区分の総和が６２以下のもの		電子安定器式のもの	７５．５
			磁気安定器式のもの	５９．０
卓上スタンド				
	コンパクト形蛍光ランプを用いるもの			６２．５
	直管形蛍光ランプを用いるもの			６１．５

表３．５　区分に属するランプの種類に応じた器具

<table>
<tr><th>区分</th><th>区分に属する器具</th></tr>
<tr><td>① 直管形１１０形ラピッドスタータ形蛍光ランプを用いるもの</td><td>● １１０形ラピッドスタート形蛍光ランプを用いる器具
● ９６形コンパクト形蛍光ランプを用いる器具
● １０５形高周波点灯専用コンパクト形蛍光ランプを用いる器具</td></tr>
<tr><td>② 直管形４０形高周波点灯専用直管形蛍光ランプを用いるもの</td><td>● ４０形，６５形高周波点灯専用蛍光ランプを用いる器具</td></tr>
<tr><td>③ 直管形４０形ラピッドスタート形蛍光ランプを用いるもの</td><td>● ４０形ラピッドスタート形蛍光ランプを用いる器具
● ３６形，５５形コンパクト形蛍光ランプを用いる器具
● ３２形，４２形，４５形高周波点灯専用コンパクト形蛍光ランプを用いる器具</td></tr>
<tr><td>④ 直管形４０形スタータ形蛍光ランプを用いるもの</td><td>● ４０形スタータ形蛍光ランプを用いる器具</td></tr>
<tr><td>⑤ 直管形２０形スタータ形蛍光ランプを用いるものであって電子安定器式のもの</td><td>● ２０形スタータ形蛍光ランプを用いるものであって，電子安定器式の器具</td></tr>
<tr><td>⑥ 直管形２０形スタータ形蛍光ランプを用いるものであって磁気安定器式のもの</td><td>● ２０形スタータ形蛍光ランプを用いるものであって，磁気安定器式の器具</td></tr>
<tr><td>⑦ 使用する環形蛍光ランプの大きさの区分の総和が７２を超えるもの</td><td rowspan="4">（補足）
－「ランプの大きさの区分」とはJISC7601の付表１に規定する大きさの区分をいう。
<table><tr><th>大きさの区分</th><th>ランプの種別</th></tr><tr><td>２０</td><td>FCL20/18</td></tr><tr><td>３０</td><td>FCL30/28</td></tr><tr><td>３２</td><td>FCL32/30</td></tr><tr><td>４０</td><td>FCL40/38</td></tr></table>（FCLは環形スタータ形蛍光ランプを表す）
－高周波点灯専用環形ランプの大きさの区分は，定格ランプ電力の値とする。ただし，高出力点灯するものにあっては，高出力点灯時のランプ電力の値とする。</td></tr>
<tr><td>⑧ 使用する環形蛍光ランプの大きさの区分の総和が６２を超え７２以下のもの</td></tr>
<tr><td>⑨ 使用する環形蛍光ランプの大きさの区分の総和が６２以下のものであって電子安定器式のもの</td></tr>
<tr><td>⑩ 使用する環形蛍光ランプの大きさの区分の総和が６２以下のものであって磁気安定器式のもの</td></tr>
<tr><td>⑪ コンパクト形蛍光ランプを用いた卓上スタンド</td><td>● ２７形，１８形，１３形コンパクト形蛍光ランプを用いる器具</td></tr>
<tr><td>⑫ 直管形蛍光ランプを用いた卓上スタンド</td><td>● ２０形，１５形スタータ形蛍光ランプを用いる器具</td></tr>
</table>

③測定方法

（ａ）エネルギー消費効率は「lm / W」で表す。

（ｂ）エネルギー消費効率の算出方法は，蛍光灯器具に装着する蛍光ランプの全光束（lm）を蛍光灯器具の消費電力（W）で除して得られる数値とする。（参考１参照）

$$\text{エネルギー消費効率（lm / W）} = \frac{\text{蛍光灯器具に装着する蛍光ランプの全光束　(lm)}}{\text{蛍光灯器具の消費電力　(W)}}$$

④表示事項

（ａ）表示事項は次の事項とする。

・蛍光灯器具の品名又は形式
・蛍光ランプの形式
・全光束
・消費電力
・エネルギー消費効率
・製造事業者等の氏名又は名称

（ｂ）エネルギー消費効率の表示単位はlm／Wとし，その数値は小数点第１位まで表示する。

（ｃ）表示事項の表示はカタログに記載して行う。ただし，卓上スタンドについては，家庭用品品質表示法に基づき表示する。

以上がその概要である。各区分の目標値は，１２区分のうち１０区分が電子安定器（インバータ）式のものとなっており，該当区分の製品は目標年度において１００％インバータ化する必要がある。

この結果，施設用（区分①～④）全体では７５％，住宅用（区分⑤～⑫）全体では９２．５％がインバータ化されることが見込まれる。

しかし，現状の製品分布は図３．１２のような結果であり，各社にとってはトップランナーの効率に匹敵する回路の設計，開発が必要になっている。

３．３．２　高調波の抑制

前述したようにトップランナー方式によりエネルギー消費効率を目標年度までに目標基準値にしなければならない。よって，照明用の点灯回路はますますインバータ化し，高調波ひずみの問題が増えてくると考えられる。よって，高調波ひずみを抑制する必要がある。しかし，高調波の抑制には，一般的にアクティブフィルタ等の回路をインバータ回路に付加しなければならず，このため，エネルギー消費効率を悪くしている。

このように省エネルギーと高調波抑制には相反する面を持っているが，送配電系統の電力損の増加，コンピュータ等の機器の誤動作などの問題があるため，高調波の抑制は必ずしなければならないと考える。

そのためにも，アクティブフィルタ等の回路を付加せずに，インバータ回路本体が高調波低減の機能を兼ね備えた，いわゆる複合回路方式の開発が必要になると考える。本報告では後述するようにこれらの方式も総称してアクティブフィルタ方式として扱った。

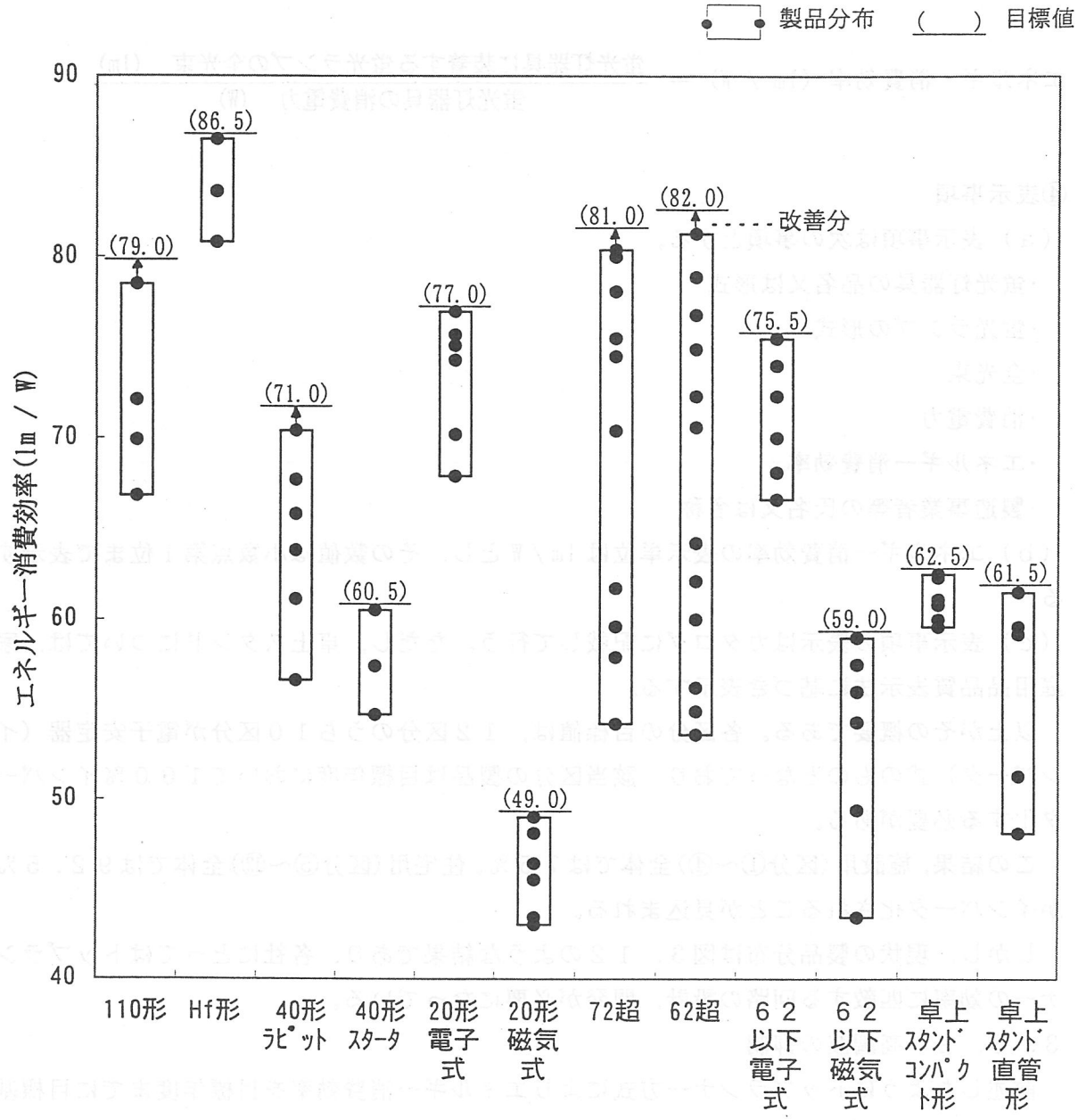


図３．１２　製品分布と目標値（平成１１年３月３１日現在変更は無く有効）

（参考 1）　測定方法について

1．蛍光灯器具に装着する蛍光ランプの全光束の算出

蛍光灯器具に装着する蛍光ランプの全光束（以下，「全光束」という。）の算出は，次により行う。

全光束は，JIS C 7601 の規定により測定され公表された蛍光ランプ単体の全光束値（以下「ランプ定格全光束値」という。）に，以下に述べる方法で実測した「安定器光出力係数」と「温度補正係数」を乗じた値とする。

全光束＝（ランプ定格全光束値）×（安定器光出力係数）×（温度補正係数）

（1）安定器光出力係数の測定

安定器光出力係数は，次の方法により測定した実用安定器の光出力値と試験用安定器の光出力値の比を用いる。

$$\text{安定器光出力係数} = \frac{\text{実用安定器の光出力}}{\text{試験用安定器の光出力}}$$

①測定条件

安定器の周囲温度は，２５±２℃とする。

②測定方法

磁気式安定器の光出力は，JIS C 8108「蛍光灯安定器」の「6.2.6 ランプ電流及びランプ電力試験」の規定により，また，電子式安定器の光出力は，JIS C 8117「蛍光灯電子安定器」の「6.2.6 ランプ電流及びランプ電力試験」の規定により測定する。

（2）温度補正係数の測定

温度補正係数は，次の方法により該当する蛍光灯器具のランプの管壁温度（最冷点）を測定し，管壁温度に対応する該当ランプの「管壁温度－光束曲線の基準」（(社)日本電球工業会策定）により求める。

①測定条件

測定の条件は，特に指定がない限り，次により行う。

(a)蛍光灯器具の周囲温度は，２５±２℃とする。

(b)蛍光灯器具の取付状態は，JIS C 8106「施設用蛍光灯器具」又は JIS C 8115 「家庭用蛍光灯器具」の平常温度上昇試験で規定された取付状態の模擬天井に取付けた状態で行う。

(c)測定に使用するランプは，JIS C 8108「蛍光灯安定器」の「付属書２試験用ランプ」に規定する該当ランプを用いる。

(d)測定は，ランプの管壁温度が安定した後，行う。

(e)安定器の入力は，定格周波数の定格電圧とする。

②管壁温度の測定

該当する蛍光灯器具に，①(c)の試験用ランプを装着し，(b)の取付け状態及び(a)の周囲温度に保ち，(e)の安定器の定格周波数，定格電圧を入力して点灯させ，(d)の状態になる

まで継続したのち，ランプの管壁の最冷点の温度を測定する。

２．消費電力の測定

消費電力の測定は，JIS C 8108 の入力試験に規定する方法により行うこととし，1.(2)②の管壁温度の測定の後，同じ条件において測定を行うものとする。

参考文献

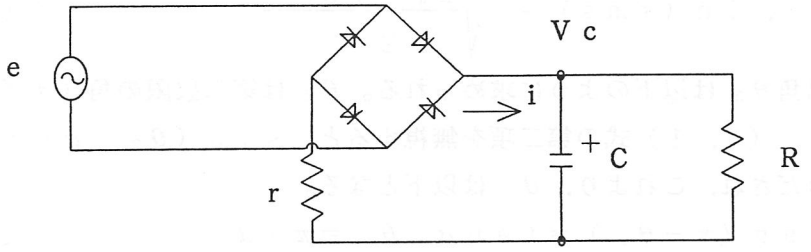
[1] 通産省公報，（1998,10,16）:総合エネルギー調査会省エネルギー基準部会蛍光灯器具判断基準小委員会中間とりまとめ

第４章　高調波対策技術の一般動向

４．１　家庭用電子機器における実態と対策技術

４．１．１　テレビジョン受像機の高調波電流の発生量

テレビジョン受像機はコンデンサインプット型ブリッジ整流回路を使用しており，その動作電圧・電流波形は図４．２のようである。また，整流電流は（４．１）式で表すことができる。



e：商用電源，C：平滑コンデンサ，r：ラッシュ防止抵抗
R：等価負荷抵抗，Vc：平滑コンデンサの電圧（整流出力電圧）

図４．１　コンデンサインプット型ブリッジ整流回路

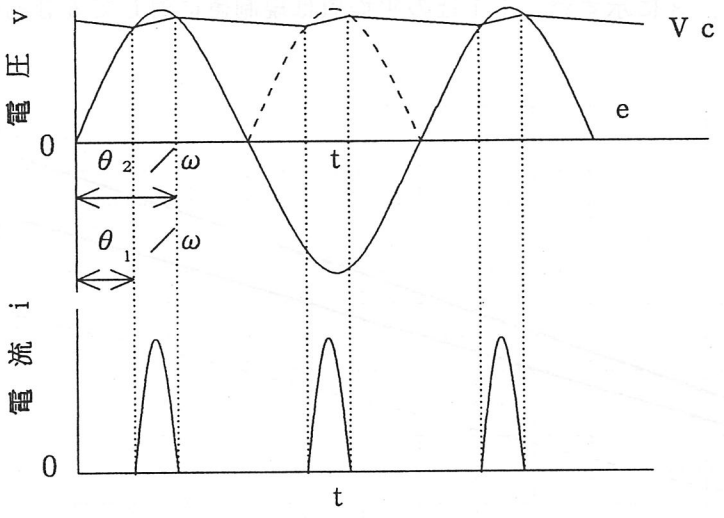


図４．２　コンデンサインプット型ブリッジ整流回路の動作電圧・電流波形

$$i=\sqrt{\frac{(\omega^2 C^2 rR^2+r+R)^2+(\omega CR^2)^2}{(r+R)^2+(\omega CrR)^2}}\cdot Em\{\sin(\omega t+\alpha)-\sin\alpha\cdot\varepsilon^{-(t/\tau)}\} \qquad (4.1)$$

$$\tau=C\left(\frac{rR}{r+R}\right),\quad \alpha=\tan^{-1}\left(\frac{\omega CR^2}{\omega^2 C^2 rR^2+r+R}\right)$$

（４．１）式で与えられる整流電流 i は脈流であり，これを $t=\theta_1/\omega$ から θ_2/ω

までフーリエ級数に展開することにより基本波電流と高調波電流を求めることができる。

$$i = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t) \qquad (4.2)$$

以上より，n次の高調波電流の実効値in（rms）は以下のようになる。

$$in = a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \sin(n\omega t + \phi)$$

$$\phi = \tan^{-1}\frac{b_n}{a_n}, \quad in(rms) = \sqrt{\frac{a_n^2 + b_n^2}{2}} \qquad (4.3)$$

また，θ_1 と消弧角θ_2 は以下のように求められる。θ_2 は第二象限の角（$\pi/2 \sim \pi$ の間の角）であり，（4．1）式の第二項を無視すると，$\sin(\theta_2 + \alpha) = 0$ より $-\theta_2 = \alpha$ が導きだされ，これより，θ_2 は以下となる。

$$-\tan\theta_2 = \tan(\pi - \theta_2) = \tan\alpha, \quad \theta_2 = \pi - \alpha \qquad (4.4)$$

正確には以下の等式を満足する時の解としてθ_1 と消弧角θ_2 が求まる。

$$\frac{\sin(\theta_2 + \alpha)}{\sin\alpha} = \varepsilon^{-(\theta 2/\omega\tau)}, \quad \frac{\sin\theta_1}{\sin\theta_2} = \varepsilon^{-(\pi+\theta 1-\theta 2)/(\omega CR)} \qquad (4.5)$$

電源高調波検討WGで纏めたカラーテレビの第5次高調波電流の発生量（11社の平均値及び最大値）を図4．3に示すが，11社の平均値は規制値に対して43%以上オーバーしている［1］。

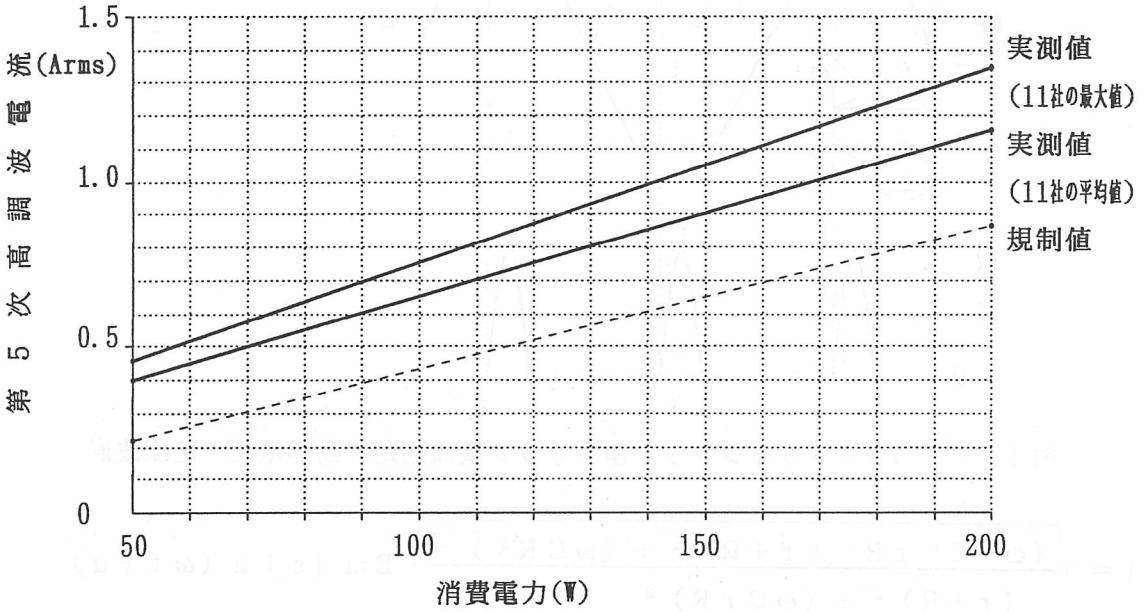


図4．3　テレビジョン受像機の第5次高調波電流の発生量

4．1．2　テレビの高調波電流抑制策

コンデンサ・インプット型のブリッジ整流回路では，ダイオードの導通角（導通時間）

を伸し整流電流を正弦波に近付けることにより，基本波電流を増やし高調波電流を少なくすることができる。整流電流の幅がτ（ｍｓ）の単位ステップパルスと考えると，基本波電流Ｉ$_1$と高調波電流Ｉｎは以下の等式で表すことができ，幅τが広がると高調波電流Ｉｎは減少し，τがＴ／２（１０ｍｓ）で零となる。

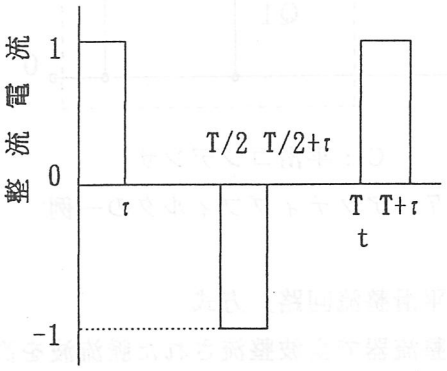


図４．４　単位ステップパルスと考えた時の整流電流波形

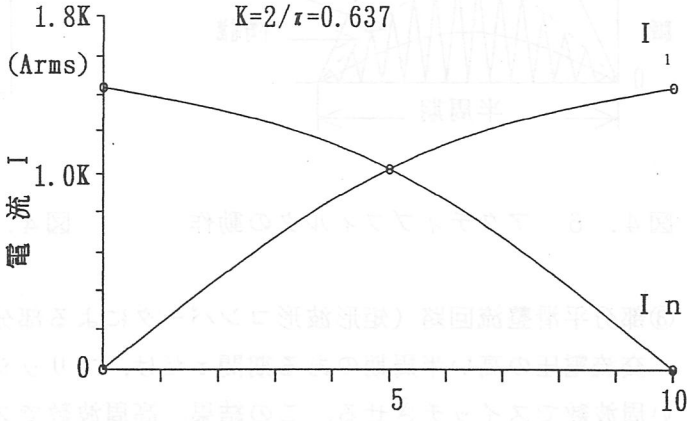


図４．５　整流ダイオードの導通時間と基本波電流Ｉ$_1$および高調波電流Ｉｎ

$$a_n=\frac{4}{T}\cdot\frac{1}{n\omega}(1-\cos n\omega\tau)\quad,\quad b_n=\frac{4}{T}\cdot\frac{1}{n\omega}\cdot\sin n\omega\tau \qquad (4.6)$$

$$I_1=\sqrt{\frac{a_1^2+b_1^2}{2}}=\frac{4}{\omega T}\sqrt{1-\cos\omega\tau}=\frac{2}{\pi}\sqrt{1-\cos\omega\tau} \qquad (4.7)$$

$$I_n=\sqrt{I^2_{rms}-I_1^2} \qquad (4.8)$$

高調波電流の抑制（対策）方法として以下のものが挙げられるが，後で述べるように交流リアクトル（チョーク）方式が現在主に使われている。

①交流リアクトル（チョーク）方式

交流ラインに直列にリアクトルを挿入することにより，交流リアクトルのインピーダンス分で平滑コンデンサへの充電電流が制限されて整流ダイオードの導通角が広がり，高調波成分を減らすことができる。

②アクティブ平滑フィルタ　方式

ブリッジ整流器で全波整流された脈流波電圧を，数１０ｋＨｚ以上の周波数で全周期に渡りスイッチする。このため，入力電流波形はスイッチング電流の各周期ごとの平均値となり，負荷に大きなコンデンサがあったとしてもあたかも純抵抗負荷と等価となる。その結果，入力電流は平均的には正弦波状で流れ，高調波電流が低減される。

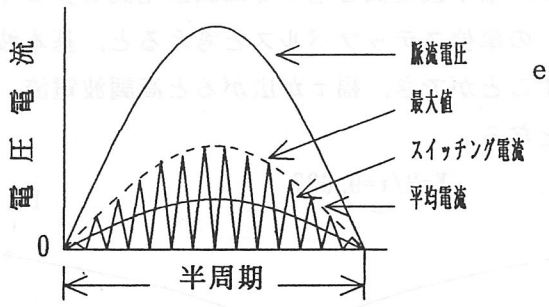
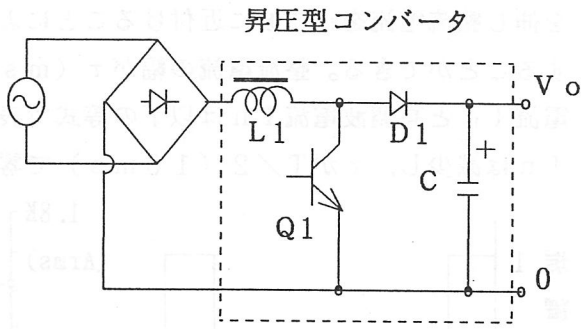


図４．６　アクティブフィルタの動作

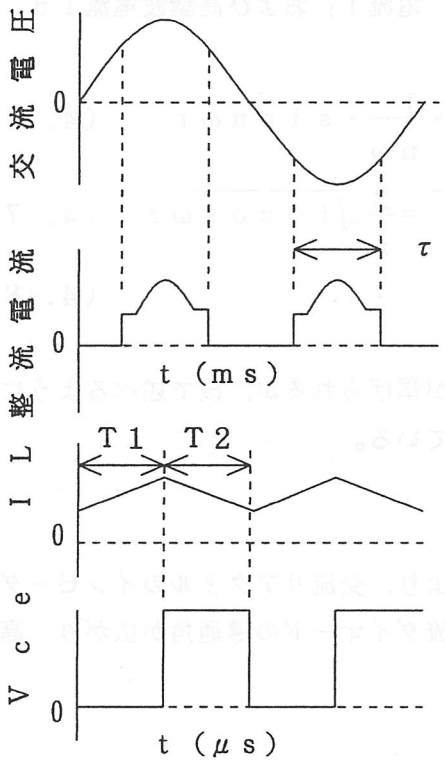


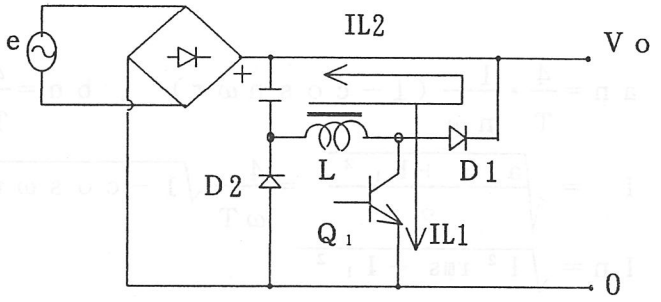
C：平滑コンデンサ

図４．７　アクティブフィルタの一例

③部分平滑整流回路（矩形波形コンバータによる部分平滑整流回路）方式

交流電圧の高い半周期のある期間τだけ，ブリッジ整流器で全波整流された脈流波を高い周波数でスイッチさせる。この結果，高周波数でスイッチしているτ期間は，チョークコイルのインピーダンスが平滑コンデンサに直列に接続されているのと等価になり，整流ダイオードの導通角が広がり，高調波成分を減らすことができる。





IL1：Ｑ１オン時のチョークコイルの電流
IL2：Ｑ１オフ時のチョークコイルの電流
Ｃ：平滑コンデンサ

図４．９　矩形波形コンバータによる部分平滑整流回路

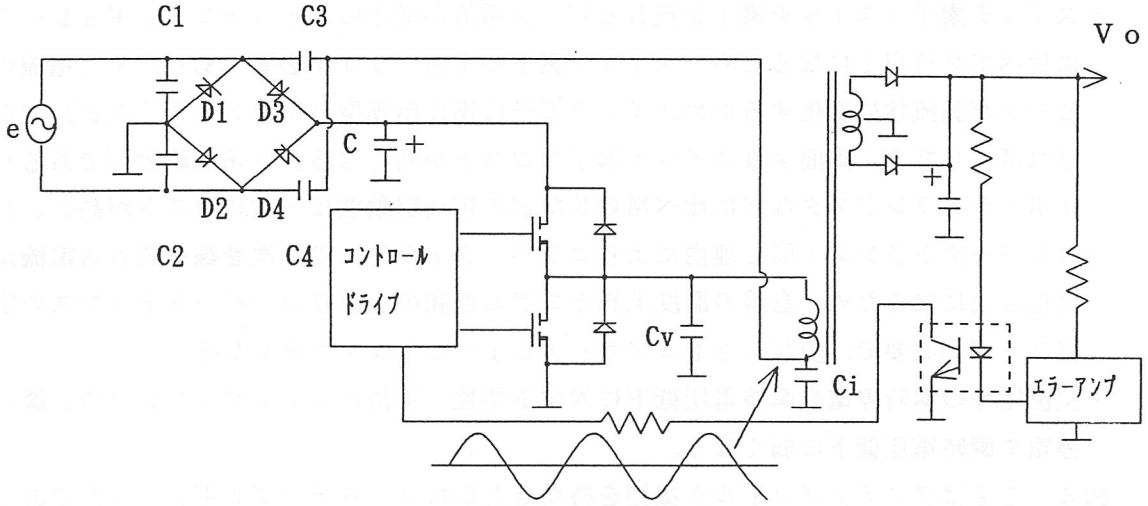
Ｔ１：Ｑ１オン期間，Ｔ２：Ｑ１オフ期間
ＩＬ：チョークコイルの電流
Ｖｃｅ：Ｑ１のコレクターエミッタ間電圧

図４．８　矩形波形コンバータによる部分平滑整流回路の動作

④ディザー（Ｄｉｔｈｅｒ）整流回路方式

本来ディザーとは主に非線形系の線形化に使用される高周波信号のことをいい，交流電源に高周波の電圧を重畳し整流することにより，交流電流が等価的に全周期に渡り流れる

ため；高調波電流を低減できる。図４．１０はディザー方式整流回路の一例であり，他励式の電流共振電源回路の共振コンデンサに生じる共振電圧を静電結合により交流電圧に帰還し，整流ダイオードの導通時間を伸している。定数を選べば力率を０．９８に上げることが可能だが，ブリッジダイオードが導通した時に共振コンデンサＣｉと並列にＣ１～Ｃ４が接続されるために共振周波数がずれ，二次側出力に商用周波数の２倍の周波数のリプル電圧が出てしまう欠点がある［２］。



Ｃｉ：電流共振コンデンサ，Ｃｖ：電圧共振コンデンサ，Ｃ：平滑コンデンサ

図４．１０　ディザー方式整流回路の一例

⑤トランス方式

トランスのチョーク効果と二次側低電圧化により電流導通角が拡大され高調波電流が減るが，トランス形状が大きくなりコストが大幅に上がるため，テレビジョン受像機などの高負荷の電源には適さない。

⑥アクティブフィルタ機能付きスイッチングレギュレータ

図４．１１は②方式の発想をもとにアクティブフィルタ機能を持たせたスイッチングレギュレータ（アクティブフィルタとスイッチングレギュレータを一体化した方式，ワンコンバータ方式とも言う）の一例であり，以下に述べる特徴がある。

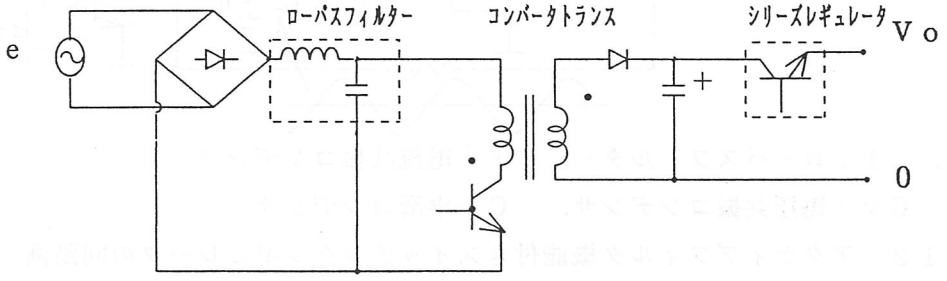
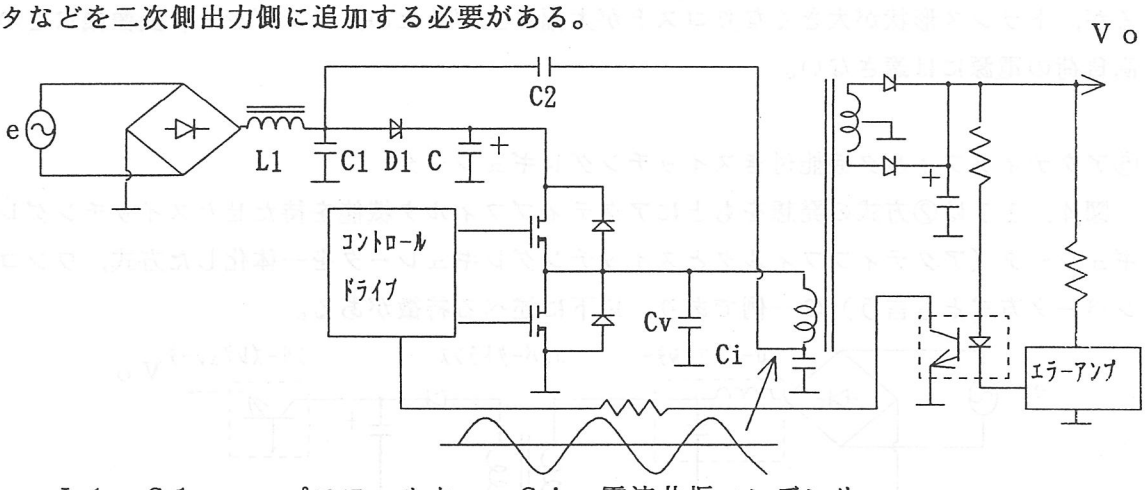


図４．１１　アクティブフィルタ機能付きスイッチングレギュレータの回路例

・高調波電流は規制値を十分にクリアできるレベルにできる。（対策前の第５次高調波電流を１００％とすると、対策後は１０％以下にすることができる。）
・力率はＡＣ１００Ｖで０．９５以上の値を得ることができる。
・電力（電力損失）：スイッチングレギュレータの二次側にシリーズレギュレータが追加となるために，少なくてもこの分が悪化する（１２０Ｗで約４～５Ｗ、３～４％程度）。
・スイッチ素子：スイッチ素子を流れるピーク電流が従来のスイッチングレギュレータに比べて２倍以上になるため，スイッチ素子の定格アップが必要であり，また電流のピークが脈流状に変化するためスイッチ素子は電圧駆動型（ＭＯＳＦＥＴなど）でなければならなく，両面よりスイッチ素子のコストが高くなる。（電流駆動型であるバイポーラトランジスタなどに比べＭＯＳなどの電圧駆動型は一般にコストが高い。）
・コンバータトランス：同じ理由によりコンバータトランスの一次巻線を流れる電流が２倍以上になるため，巻線の温度上昇とコアの飽和の面よりコンバータトランスの定格アップが必要で，少なくともコアサイズは１～２ランク大きくなる。
・交流電源の瞬時停電や瞬時電圧低下に対する特性：平滑コンデンサがないため、瞬時停電や瞬時電圧低下に弱くなる。

図４．１２はアクティブフィルタ機能を持たせた別なスイッチングレギュレータである［３］。他励式共振電源回路の電流共振コンデンサに生じる共振電圧を静電結合により整流電圧に加算し，整流ダイオードの導通時間を伸している。Ｃ２の容量を大きくすれば力率が上がり高調波電流が減少するが，ダイオードＤ１が導通すると電流共振コンデンサＣｉに並列にＣ２が入るため共振周波数がずれ，二次側出力に商用周波数の２倍の周波数のリプル電圧が出てしまう欠点があり，テレビに実際に適用する場合はシリーズレギュレータなどを二次側出力側に追加する必要がある。



Ｌ１，Ｃ１：ローパスフィルター，Ｃｉ：電流共振コンデンサ
Ｃｖ：電圧共振コンデンサ，　Ｃ：平滑コンデンサ

図４．１２　アクティブフィルタ機能付きスイッチングレギュレータの回路例
（他励式電流共振方式）

また，図４．１３はリンギング・チョーク・コンバータをベースにアクティブフィルタ機能を持たせた回路であり，Ｑ１がオン期間にチョークＬ１に蓄えた電磁エネルギーを整流電圧に加算することにより整流ダイオードの導通時間を伸ばし高調波電流の発生量を抑制している［４，５］。

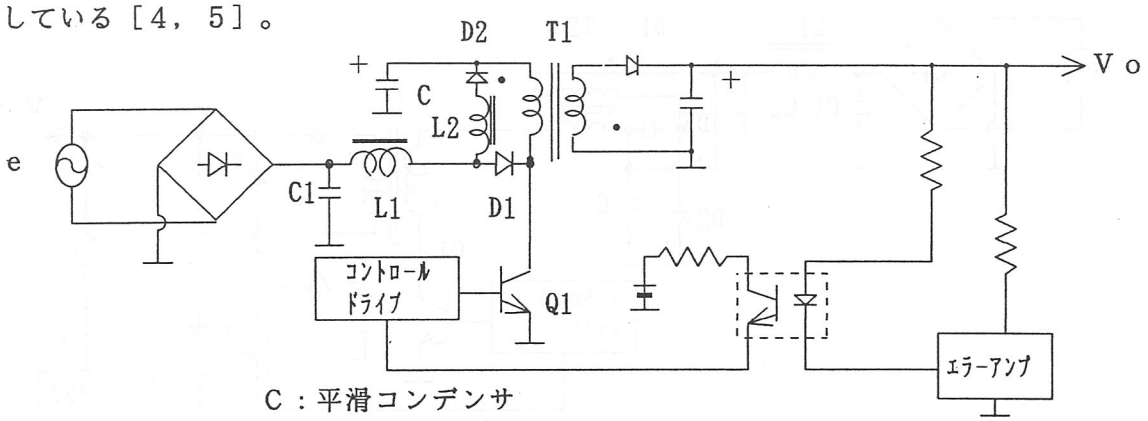


図４．１３　アクティブフィルタ機能付きスイッチングレギュレータの回路例
（ＲＣＣ電源方式）

２５型のカラーテレビジョン受像機に図４．１３の回路を適用した時の高調波電流の発生量は大幅に減少し，クラスＤの規制値以下にすることができる（図４．１４）。また，このときの力率は約０．９５を得ることができた。測定に使用した２５型のカラーテレビジョン受像機の主な回路定数と測定条件は以下のようである。

ＡＣ入力電圧：Ｅ＝１００Ｖ，ＣＴＶの消費電力：Ｐ＝１１２．４Ｗ

平滑コンデンサの容量：Ｃ＝６８０μＦ

チョークのインダクタンス：Ｌ１＝１ｍＨ，Ｌ２＝５００μＨ

Ｔ１の一次巻線インダクタンス：Ｌｐ＝２５０μＨ，巻線比：Ｎ＝２７／２４

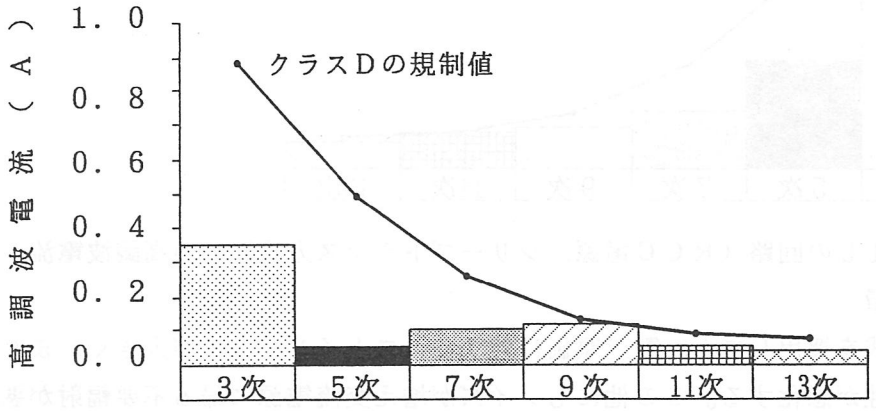
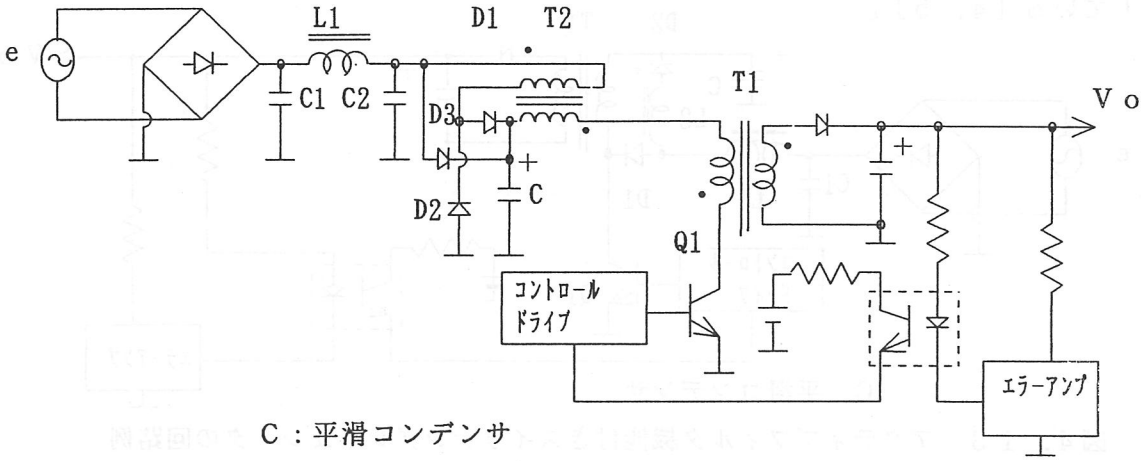


図４．１４　図４．１３の回路（ＲＣＣワンコンバータ方式）での高調波電流の発生量

図４．１５は同様にリンギング・チョーク・コンバータにダイオードＤ１，Ｄ２，Ｄ３とトランスＴ２及びコンデンサＣ２を追加し，ブリッジ整流回路の出力電圧にトランス

Ｔ２の二次巻線に生じる電圧を加えることにより，整流ダイオードの導通時間を伸ばし高調波電流の発生量を抑制している。スイッチングトランスＴ１に直列に帰還用のトランスＴ２を設けているのが特徴である。



Ｃ：平滑コンデンサ

図４．１５　アクティブフィルタ機能付きスイッチングレギュレータの別な回路例
（ＲＣＣ電源，シリーズトランス方式）

３２型のカラーテレビジョン受像機に図４．１５の回路を適用した時の交流入力電圧が１００Ｖにおける調波電流の発生量を図４．１６に示すが，クラスＤの規制値を満足している。このときの３２型のカラーテレビジョン受像機の消費電力は１２７．３Ｗであり，力率は約０．８５であった。

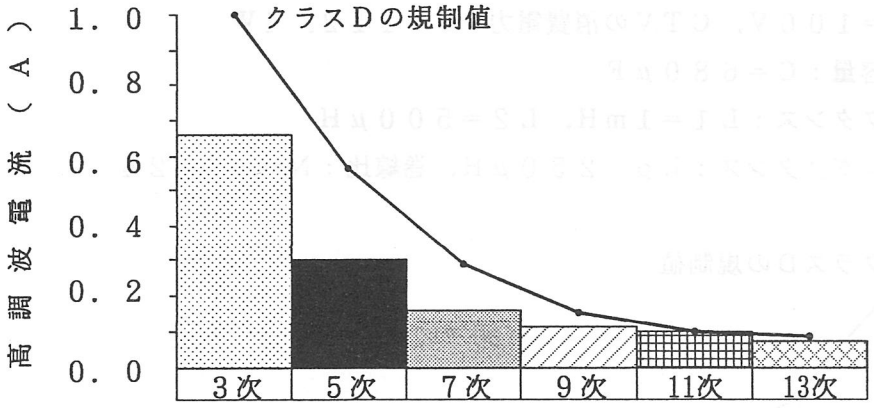


図４．１６　図４．１５の回路（ＲＣＣ電源，シリーズトランス方式）での高調波電流の発生量

①から⑥のどの方式を採用しても，製造原価に対するコストインパクトが大きく，また部品点数が増え製造性が悪化する。この他にもノイズが増え交流電源に帰る不要輻射が悪化する（①の方式を除く）等や，損失が増え電源の効率が低下するなどの問題が生じる。

テレビの高調波対策としては交流リアクトル（チョーク）方式が当面有力である。将来はアクティブフィルタ機能を持つスイッチングレギュレータに移行するものと判断する。以下に交流リアクトル（チョーク）方式の特徴を述べる。

・動作がシンプル
・インダクタンスが８～１２ｍＨで高調波電流をクラスＤの規制値以下にできる。
・力率は０．７５～０．８にアップする。（現状は０．６５前後）
・電力は対策前と同等若しくは若干増加する。
・交流リアクトルの大きさ

表４．１　消費電力と交流リアクトルの大きさ

電　力	用　途	幅×奥行き×高さ（ｍｍ）	重さ（ｇ）
７５～１００Ｗ	２１インチ未満	３９×３４．５×４０	１８０
１００～１４０Ｗ	２１～２５インチ	４５×４１×４６．５	２６０
１４０～２００Ｗ	２９インチ以上	５２×４７×４９	３８０

・整流出力電圧（交流電源のブリッジ整流出力電圧）
チョークを入れる前に比べて１００Ｗ～１１０Ｗクラスで５～６Ｖ下がり，定電圧回路にシリーズレギュレータを用いているテレビジョン受像機はこの分出力電圧を下げなければならない。（実際には負荷回路の関係から出力電圧を下げるのは困難であり，定電圧回路としてはスイッチングレギュレータとの組合わせでしか使えない。）
・漏れフラックスが大きいと電子ビームに影響し，画面揺れを発生する。場合によってはシールドケースを設ける必要が生じる。
・スイッチオン時のラッシュ電流が減る。
・スイッチングレギュレータとの組合わせで使えば，暫定対策としては有効である。

図４．１７は消費電力が１１２．４Ｗの２５型カラーテレビジョン受像機に交流チョークを入れたときの高調波電流の発生量を測定した結果であるが，クラスＤの規制値に対しては第５次高調波電流が最も厳しく，インダクタンスが約５．３ｍＨ以上で規制値以下にすることができる［5］。また，その時の力率は０．７３～０．７５程度である。

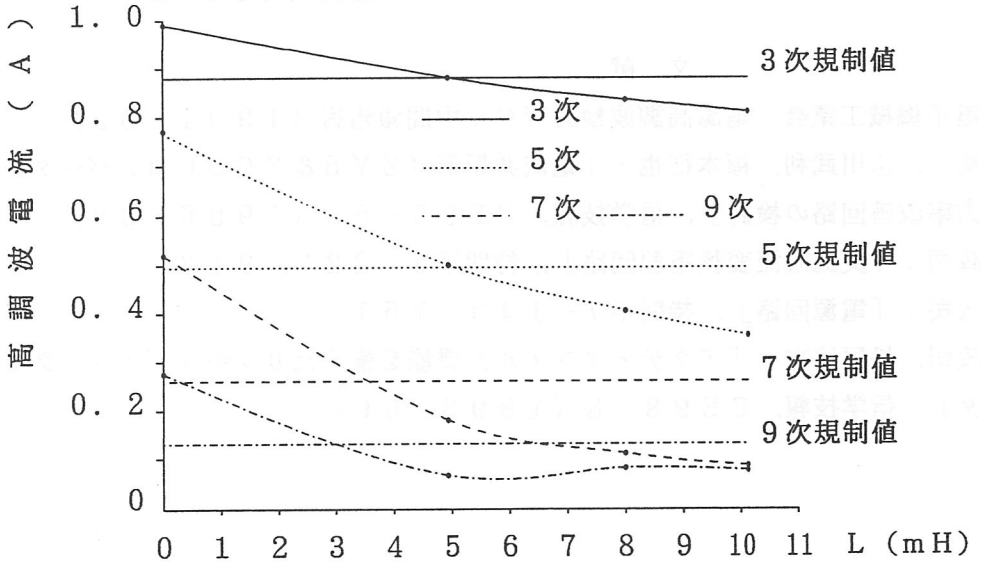


図４．１７　交流チョーク方式での高調波抑制効果

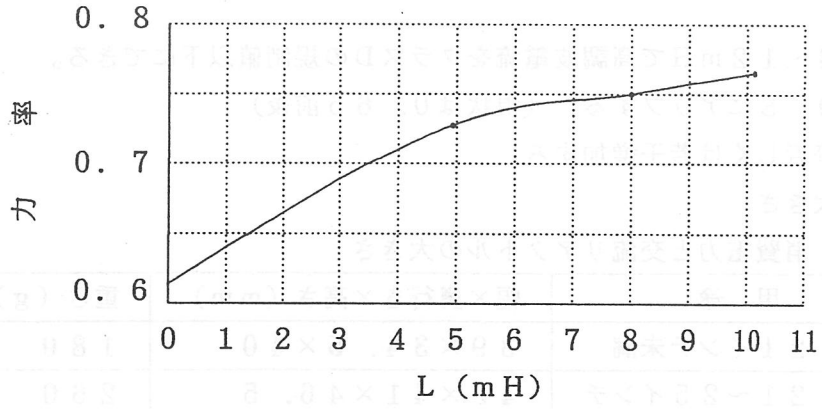


図４．１８　交流チョーク方式での力率

図４．１９は交流チョークを入れたときの同じ２５型カラーテレビジョン受像機のブリッジ整流出力電圧の低下を示したものである。

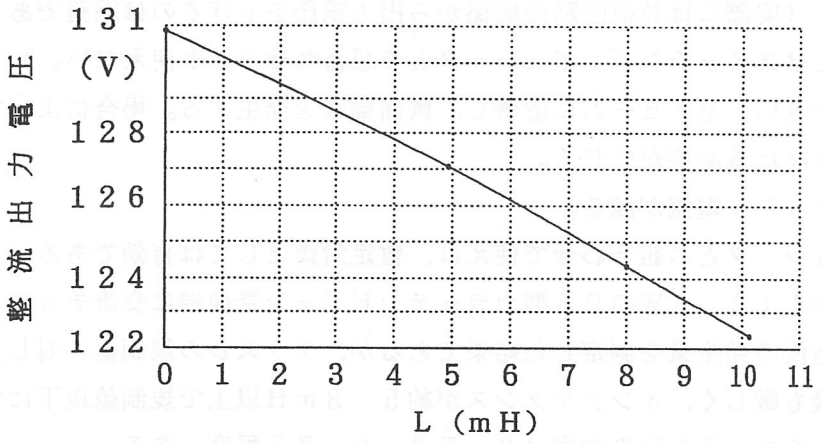


図４．１９　交流チョーク方式でのインダクタンスと整流出力電圧の低下

文　献

［1］日本電子機械工業会　電源高調波検討ＷＧ：中間報告書（１９９１－０３）

［2］森田浩一，吉川武利，福本征也：「電流共振形（ＺＶＳ＆ＺＣＳ）コンバータを用いた力率改善回路の検討」，信学技報，ＰＥ９５－５２（１９９６－０２）

［3］落合政司：「交流直流変換電源回路」，特開平８－２２３，９１３

［4］落合政司：「電源回路」，特開平７－１４３，７５１

［5］落合政司，松尾博文：「アクティブフィルタ機能を備えたリンギングチョークコンバータ」，信学技報，ＥＥ９８－８（１９９８－０６）

4.2 業務用電子機器の実態と対策技術

4.2.1 通信機器用電源

通信用電源としては，他の家電用･OA 用電源等と同様に高調波電流が少なく，小型高効率であることが求められている。現在通信用の高調波電流抑制回路としては，ツーコンバータ方式（アクティブフィルタ方式，PFC コンバータ方式）の他に，さまざまのワンコンバータ方式（複合回路方式，兼用回路方式）が提案されているが，ここではその中で，特に小型･高効率電源として実用化されているワンコンバータ方式の高調波電流抑制回路について紹介する。

4.2.1.1 MS(Magnetic-Switch)方式電源

図 4.20 の上段の回路は，アクティブフィルタを用いたツーコンバータ方式の高調波電流抑制回路であるが，このアクティブフィルタ回路の多くはチョッパ回路で構成され，それ独自で制御回路を持ったコンバータであるため，全体として主スイッチとしてのMOS-FET や制御回路が 2 組必要となり，回路の規模が大きくなってしまうという欠点がある。そこで図 4.20 の上段から中段に示すように，アクティブフィルタとして降圧チョッパを用いた回路をもとに，降圧チョッパの主スイッチの代わりに，コンバータのトランスの巻線をスイッチとして使用したのが MS (Magnetic-Switch) 方式電源である[1]。この MS 方式電源は 1 組だけのスイッチと制御回路で構成され，高調波電流の抑制および力率改善の機能を持った電源となっている。また図 4.20 の下段に示すように，降圧チョッパのフリーホイールダイオードを除去することにより，主スイッチがオフの期間にフリーホイールダイオードを流れていたチョークコイル電流が，入力電源側を通って流れて昇圧型となる。その結果チョークコイル電流の実効値が小さくなり，その電流による導通損が減るため電源の効率を上げることができる。

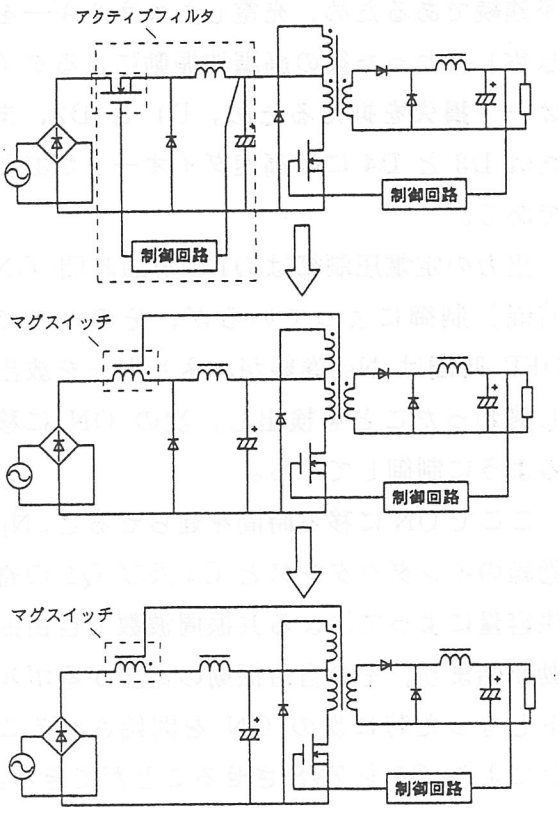


図 4 .20 MS 方式電源

また，この MS 方式電源は前段の高調波電流抑制機能と，後段の主回路である DC/DC コンバータとしての機能が独立しているので，主回路方式としてフォワード方式でもフライバック方式でも適用が可能であり，その他にも多くの方式への適用が可能である。

図 4.21 は，この MS 方式の中で，特に通信用電源として実用化されているフライ

バック型 MS 方式電源の基本回路図である [2,3]。

ここで T1 は MS 巻線を含んだ電力変換用トランスであり，スイッチ素子 Q1 が ON すると，トランス T1 の Np 巻線に励磁電流が流れ，Q1 が OFF すると，蓄えられたエネルギーが二次側の Ns 巻線より放出され，D5，C2 により平滑され出力される。この動作は通常のフライバックコンバータ動作と同じである。

一方 MS 巻線の動作は，Q1 が ON すると MS 巻線 N_{MS} に電圧が発生し，MS 巻線と Np 巻線の巻数が同じ場合には，L1 の一端は零ボルトラインと同電位になり，L1 には入力電圧の全波整流波形が印加されることとなる。そのため，チョーク電流が不連続の場合，商用の 1/2 周期に渡って，チョークを励磁する時間を一定にすることにより，入力電流波形は自動的に正弦波状にすることができる。また，この時 L1 に流れる電流は，MS 巻線と Np 巻線を流れ Q1 にも流れるため，Q1 には Np の励磁電流と L1 の電流が流れる。

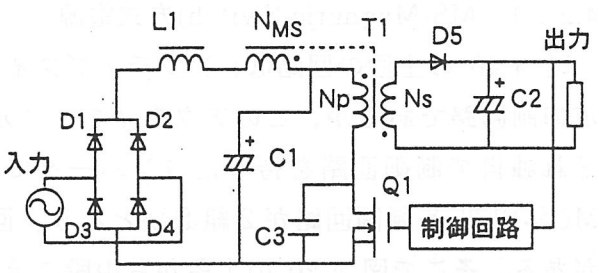


図 4.21 MS フライバック方式電源

一方 Q1 が OFF 時には，L1 に蓄積されたエネルギーが MS 巻線を通り C1 を充電する。

ここでチョーク（L1）に流れる電流が不連続であるため，充電したエネルギーを放電し終わった後の高調波振動によるダイオード損失を抑えるため，D1 と D2，または D3 と D4 には高速ダイオードが必要である。

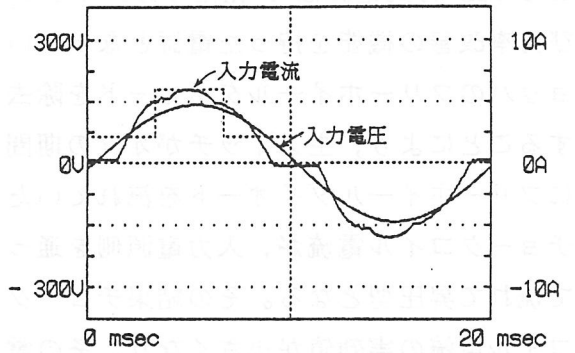


図 4.22 入力電圧・電流波形

出力の定電圧制御は Q1 の導通時間（ON 時間）制御によっているが，その一方で OFF 時間は Ns 巻線がエネルギーを放出し終わったことを検出し，次の ON に移るように制御している。

ここで ON に移る時間を遅らせると，Np 巻線のインダクタンスと C3 及び Q1 の寄生容量によって決まる共振周波数で自由振動が始まり，その自由振動の電圧が零ボルトとなった時に次の ON を開始させることにより，Q1 を ZVS させることができる。

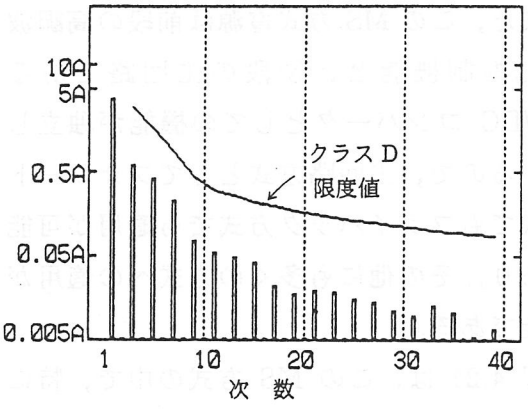


図 4.23 高調波電流

また·Q1 の OFF 時の電圧傾斜も，Np 巻線のインダクタンスと C3 及び Q1 の寄生容量で決まる時定数によって上昇するため，急峻な電圧変化が無くなり低ノイズ化ができる。

このように制御回路は出力電圧を制御しているが，通常のツーコンバータ方式のように電解コンデンサ C1 の電圧を制御していないため，出力電流が少ない軽負荷時には，L1 に蓄えられたエネルギーより出力エネルギーのほうが少なくなり，電解コンデンサ C1 の電圧が上昇する。しかし，この C1 の電圧は，OFF 時間を制御することにより上昇を軽減することができ，そうすることによって広入力電圧範囲の電源を実現できる。

上記の説明では Np 巻線と N_{MS} 巻線との巻数が同じ場合の回路動作について述べたが，その巻数が同じである必要はなく，N_{MS} 巻線数を Np 巻線数より少なくすることで，入力電流の休止期間が長くなり力率は低下するが，Q1 に流れる L1 の電流を少なくすることができ，電源の効率を高くすることができる。図 4.22 と図 4.23 は，この MS フライバック方式による通信用整流器（入力 AC100V 出力 48V6A）の入力電圧及び電流波形と入力電流の高調波電流を示している。図から高調波規格の IEC61000-3-2 のクラス D を満たしていることがわかる。

4.2.1.2　改良型部分昇圧回路

図 4 .24 と図 4.25 に従来の 1 /2 部分平滑方式の回路図と入力波形を示し，図 4.26 と図 4.27 に，この 1/2 部分平滑方式をもとに，その高調波電流と力率を改善した改良型部分昇圧回路の回路図と入力波形を示す[4,5]。

従来の 1/2 部分平滑方式の回路動作は，入力電圧がその最大値の 1/2 より高い期間に，

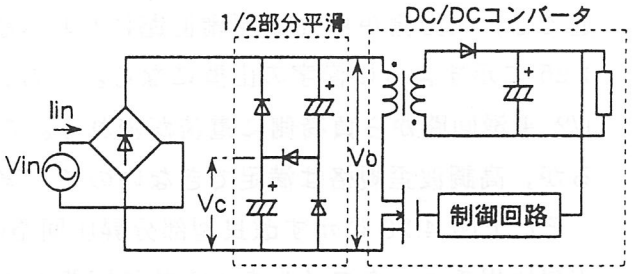


図 4.24 1/2 部分平滑方式

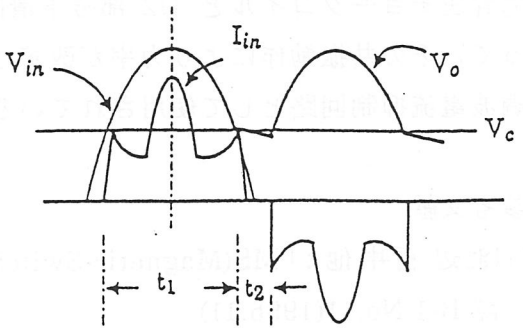


図 4.25 1/2 部分平滑方式の入力電圧、電流波形

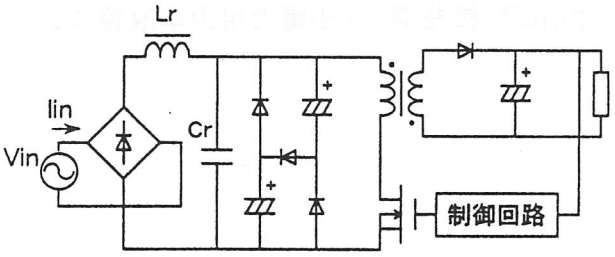


図 4 .26 改良型部分昇圧回路

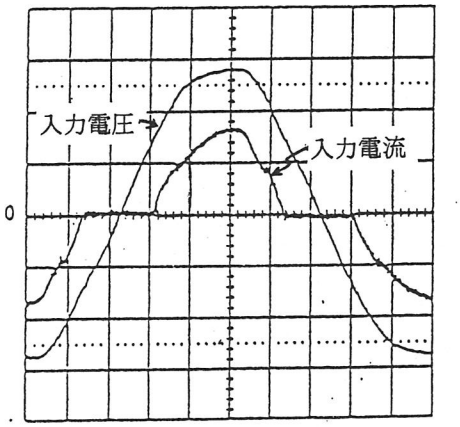


図 4 .27 改良型部分昇圧回路の入力電圧·電流波形

入力側から負荷側に，入力電圧に逆比例した大きさの電流が流れ，入力電圧のピーク値付近では，入力側から 1/2 平滑回路にパルス状の電流が流れる。そのため入力電流波形は図 4.25 に示すように漢字の山型になる。一方，入力電圧が最大値の 1/2 より低い期間には，1/2 平滑回路から負荷側に電流が流れる。この方式は比較的簡単な回路で力率を改善できるが，高調波歪規格は満足できないので，実用化するためには若干の工夫が必要である。

そこで図 4.26 に示す改良型部分昇圧回路は，図 4.24 の 1/2 部分平滑回路に対して，まず昇圧用チョークコイルを入力整流回路と 1/2 部分平滑回路の間に挿入することによって，高調波電流を抑制し，高調波規格の IEC61000-3-2 のクラス D を満たすことができ，さらに昇圧チョークコイルと 1/2 部分平滑回路の間に小容量のコンデンサを付加することによって，その共振動作により力率が改善される。この方式は特に小容量(約 50W)の通信用高調波電流抑制回路として使用されている。

参考文献

[1]渡辺,石井,他：「MS(Magnetic-Switch)方式フォワード電源」電子情報通信学会論文誌 B-1,No.11(1995.11)

[2]関根：「ワンコンバータ、MS 方式フライバック型電源」電子技術 1995Vol.37No.3

[3]佐々木,山下,他：「光アクセス装置用電源装置の開発」信学技報 PE95-55(1996.02)

[4]山下,関根：「部分昇圧方式 1 コンバータ高調波対策回路」信学技報 PE95-24(1995.09)

[5]山下,松長,他：「小電力用力率改善コンバータ」信学技報 EE97-28(1997.07)

4.2.2 情報処理用電源

情報処理用電源の入力電圧は消費電力の少ないパソコン用では単相交流が，また中型・大型のサーバ用ではその消費電力が大きいため３相交流がそれぞれ用いられている。単相交流入力パソコン用電源の高調波対策は，低コスト指向のデスクトップ型では入力ラインに大型で廉価のチョークコイルを挿入する単純な回路が用いられている。一方，小型・軽量化指向のノート型パソコン用電源(AC アダプタ)では入力電力が 50W 以上(且つ 75W 以下)の場合，現在では高調波対策は実施していないが，今後は前項の通信機器用電源で述べられている如く，ワンコンバータ方式等による対策が必要になると思われる。本項ではサーバ用電源で用いられている３相交流を入力とする電源の高調波対策について，その現状を概説する。

4.2.2.1 サーバ用電源のシステム構成

図 4.28 はサーバへの電源供給システムを示したものである。ワールドワイド適用のため，入力電圧は 200～415(V)の広範囲になっており，力率規格は 0.98 以上である。３相交流の入力電源は Front End Converter である Power Distribution Unit(PDU)で一旦高圧の直流電圧へ変換され，更にこの直流電圧はシステムの近くに備えられた DC-DC コンバータで 5V や 3V 等の低圧電源に変換される。PDU の機能としては，交流から直流への電圧変換の他に入力の交流ラインへ帰還する雑音の低減，力率改善，入出力間の電気的絶縁等を行う。力率改善は Boost コンバータで行うことも出来るが，Boost コンバータではトランスを用いないため入出力間の絶縁を取ることが出来ない。このため，PDU には適していない。

図 4.29 に示したものは，３相入力Ｙ結線の各相をそれぞれ入力とする三つの単相入力 AC-DC コンバータで構成された PDU[1]である。各相の AC-DC コンバータでは，力率の改善とトランスを用いて入出力間の絶縁を行う。

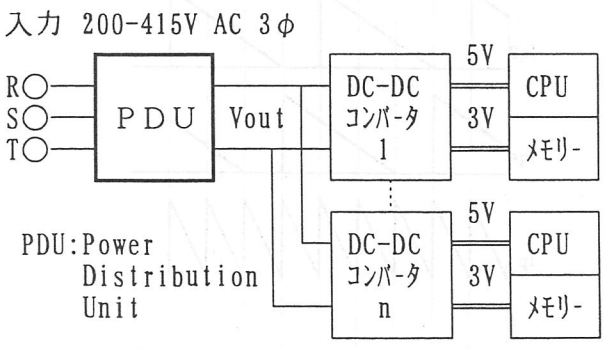


図 4.28 サーバ用電源システム

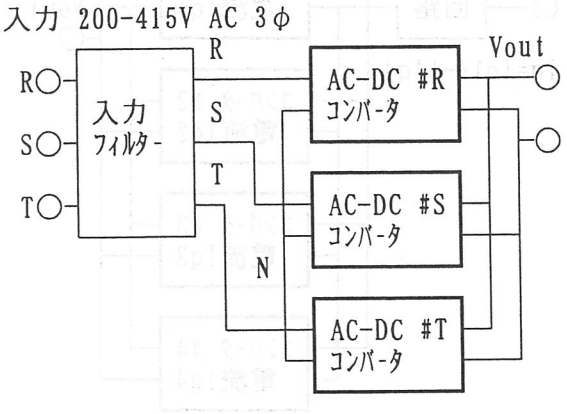


図 4.29 PDU の回路構成

4.2.2.2　AC-DC コンバータ回路

図 4.30 はY結線3相入力 PDU の単相入力 AC-DC コンバータを示したものであり，コンバータ #R/#S/#T の回路は全て同一である。本回路では Fly-Back コンバータの電流不連続モードで動作させて力率の改善を行っている。

3相 R/S/T の中一つ入力電圧 Vin はダイオードブリッジで整流され，トランス T1 の一次側へ印加される。L1,C1 は雑音防止用のフィルタであり，C1 の容量は小さくこのため整流電圧(Vc1)は正弦波の全波整流波にほぼ近い。本コンバータではトランス T1 をチョーク電流不連続動作で使用して力率の改善を行っているため，スイッチ素子(Q1)に流れる電流は鋸歯状(三角)波となり，チョーク電流連続動作で使用する場合と比べると，Q1 に流れるピーク電流は非常に大きな値となる。

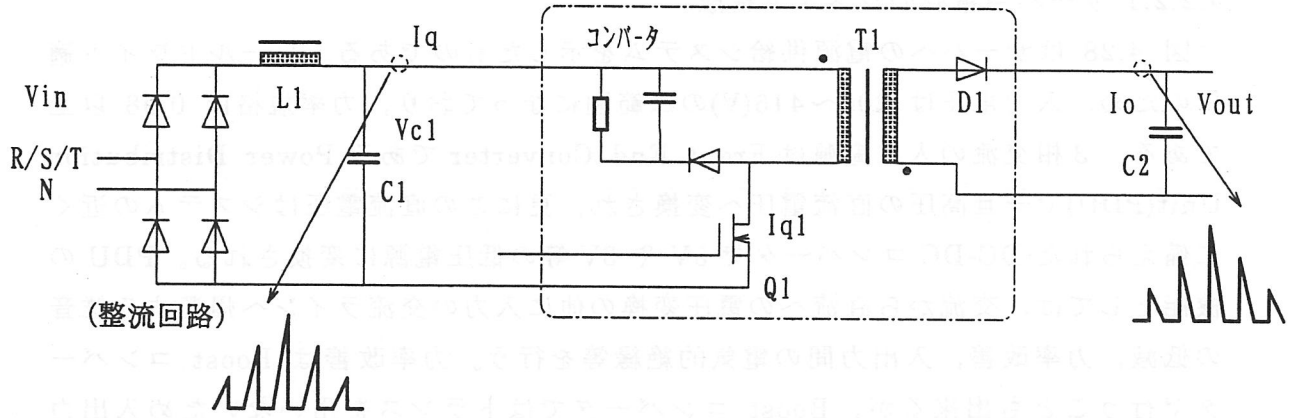


図 4.30 Fly-Back 電流不連続動作型 AC-DC コンバータ

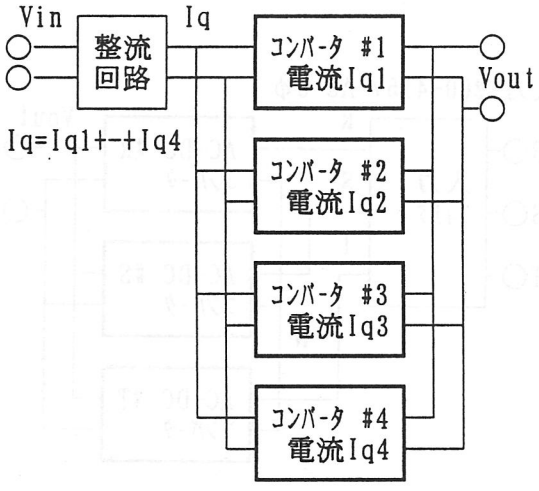


図 4.31.a 位相シフトコンバータ

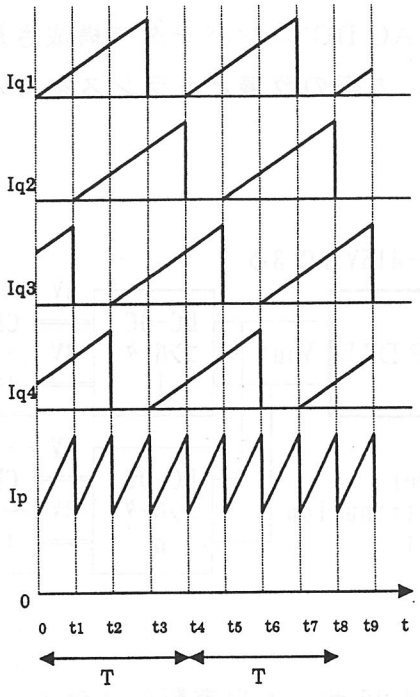


図 4.31.b 位相シフトコンバータの電流波

ピーク電流の増大を防止することを目的とした新しいAC-DCコンバータを図4.31.aに示す。本回路では電流不連続動作型Fly-Backコンバータ4台を並列運転し，同時に位相シフトさせてスイッチング動作させている。図4.31.bに示した波形は4台の位相シフト動作コンバータの各スイッチ素子に流れる電流波形である。

0～t1が90度の位相，0～t4が周期Tであり，それぞれ位相をずらして動作させている。このため，一次側に流れる電流Iqは各コンバータのスイッチ素子の電流(Iq1～Iq4)が重なり合った電流となり，1台当たりのスイッチング電流のピーク値を小さくすることができる。

図4.32は位相シフトコンバータの回路例であり，入力電流は正弦波にほぼ近くなる。

以上の如く，位相シフトコンバータを用いることで一次側スイッチング電流の増加が防止でき，同時に力率の改善が図られる。

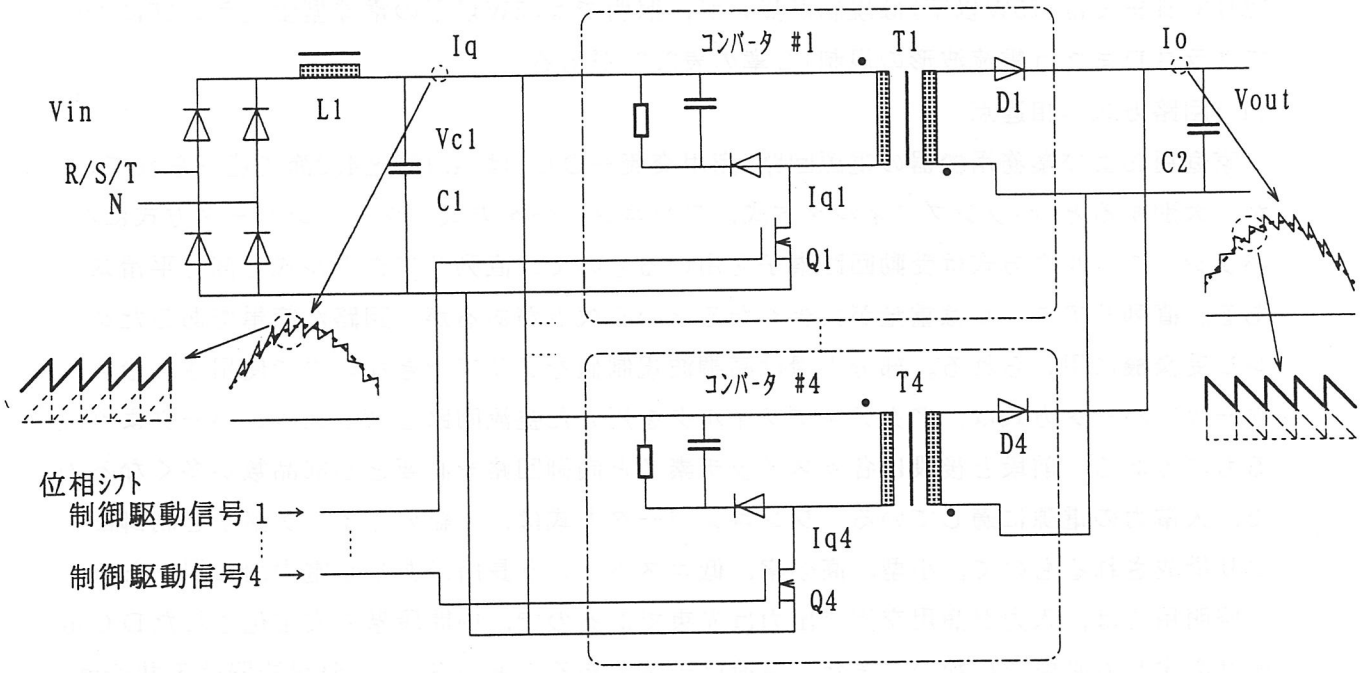


図4.32 位相シフト型AC-DCコンバータ(4シフトの例)

参考文献

[1] M. A. de Rooij , J. A. Ferreira and J. D. van Wyk : "A Three Phase, Soft Switching, Transformer Isolated, Unity Power Factor Front End Converter," IEEE PESC'98 pp798-804

４．３ 照明用電源回路との関連

4.3.1 照明用電源と他分野電源との相違点

(ａ)高調波抑制ガイドライン

高調波の限度値については，２章で述べられているが，照明用機器と他分野用との相違点は次のようである。

照明機器では，電球型蛍光ランプを除き３５Ｗを超えるものに，ガイドラインの中で最も厳しいクラスＣが適用される。これに対して，照明以外では，６００Ｗ以下には照明より緩やかなクラスＤが適用され，６００Ｗを超えるものでは更に緩かなクラスＡが適用される。

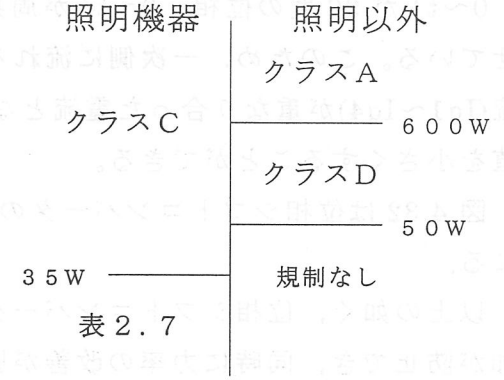


表２．７

図４．33 照明と他分野の高調波規制の相違

また，照明以外では50W以下(2000年12月31日までは 75W以下)は規制が無いが，照明では35W以下の電球型蛍光ランプについてクラスＤまたは電流波形の規制(２章の表2.7)がある。

(ｂ)回路方式の相違点

家庭用および業務用機器の電源回路(商用交流→ＤＣ)は 4.1節と4.2節で述べられているが，大別すると パッシブフィルタ方式，ワンコンバータ方式，ツーコンバータ方式になる。パッシブフィルタ方式は受動回路素子を用いるもので，直列リアクトル式と部分平滑式がある。直列リアクトルは重量が大きくなるという欠点があるが，回路が簡単であるためテレビ受像機に用いられる。部分平滑は高調波規制値をクリアできないので使用されない。ツーコンバータ方式は，アクティブフィルタを用いた整流回路と DC-DCコンバータより成るものである。前段と後段に各々スイッチ素子と制御回路を必要とし部品数が多くなるので，大電力の電源に適している。ワンコンバータ方式は，１組のスイッチ素子と制御回路より構成されるもので，小型，高効率，低コストという長所があり小電力用に用いられる。

照明用では，入力が商用交流で出力は光束であるので，中間段階の安定化されたＤＣ電圧は必ずしも必要ではない。また，負荷は一定であることが多い。 照明機器は天井や壁面に取り付けられることが多く，小型軽量であることが要求されるので，テレビ受像機で使用される直列リアクトル方式は不適当である。

照明機具の電源回路としては，他分野の電源と同様なアクティブフィルタを用いた整流回路(商用交流→DC)と高周波インバータ(DC→HF)から成る方式と，商用交流を直接高周波に変換する方式がある。後者の方が，部品数，形状重量，コストの点から優れている。この方式について種々の回路が，複合型，ディザー型，中性点型，チャージポンプ型などの名称で発表されている [1～9]。回路方式の分類と動作原理の詳細については，次章において述べられる。

4.3.2 入力電流波形の異なる機器の同時使用の効果

一般家庭などでは，照明機器，テレビ，エアコン，冷蔵庫などの各種の電気電子機器が使用され，それらの電源回路が異なるため入力電流波形も機器により違ったものになる。

コンデンサインプット型の整流回路では，2.1節で述べられているように，電流波形は，電圧の瞬時値が最大となる時刻より少し前にピークを生じている。電球型蛍光ランプではコンデンサインプット型整流回路を使用しているが，最近の製品では電流波形の規制をクリアするように，突入電流抑制用直列抵抗と平滑コンデンサの値を調節して導通角を広げている。

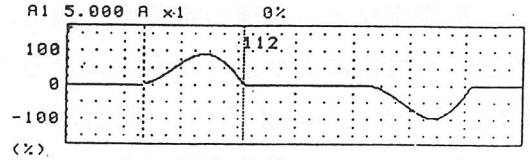
テレビ受像機では，コンデンサインプット型整流回路に数ｍＨの直列リアクトルを挿入して，高調波成分を抑制している。直列リアクトルのため電流波形の位相は電圧より遅れている。エアコン（インバータ式）でも，コンデンサインプット型全波整流回路に直列リアクトルを加えた回路であり，電流波形の位相は電圧より遅れている。

照明用インバータでは，次章で述べられるような回路により，入力電流波形を電圧波形に近づけている。また，冷蔵庫は誘導電動機を用いているため，基本波電流の位相は電圧より遅れているが，高調波成分は少ない。

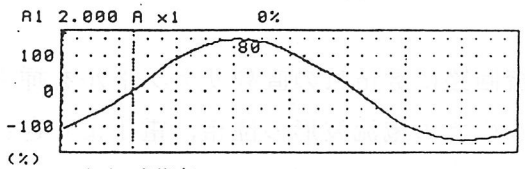
このような入力電流波形が異なる２種以上の機器を併用し各々の高調波成分の位相が異なる時には，合成入力電流の高調波成分はベクトル和であるので、単独動作時の電流の単純な加算値より小さくなる。

表４.２　同時使用による電流低減率（%）

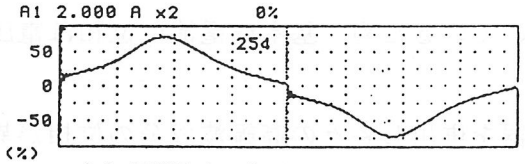
	基本波	３次	５次	７次	９次
テレビ＋電球型蛍光ランプ５本	９５	５１	３６	１００	４５
テレビ＋冷蔵庫	９８	９７	８９	８８	８５
照明用インバータ＋冷蔵庫	９２	７９	８９	７１	７７
テレビ＋電球型蛍光ランプ＋冷蔵庫	８７	５０	３０	９９	４３
テレビ＋電球型蛍光ランプ５本＋照明用インバータ＋冷蔵庫	８６	５０	２６	９５	５４
テレビ＋電球型蛍光ランプ５本＋照明用インバータ＋冷蔵庫＋エアコン暖房	９７	７９	５３	５６	８７



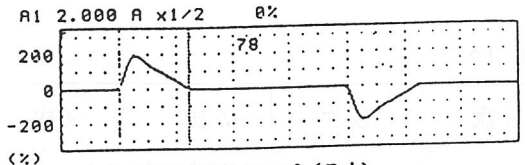
(a) テレビジョン受像機



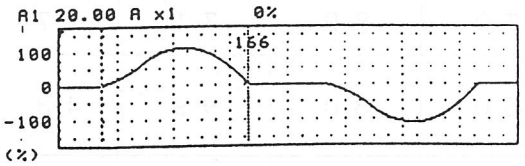
(b) 冷蔵庫



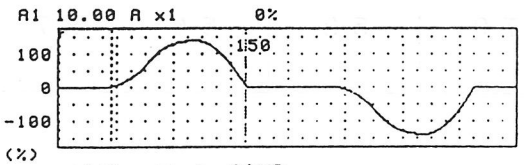
(c) 照明用インバータ



(d) 電球型蛍光ランプ (5本)

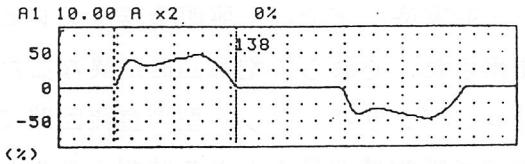


(e) エアコン (暖房)

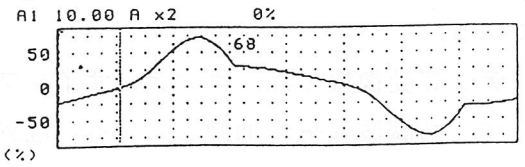


(f) エアコン (冷房)

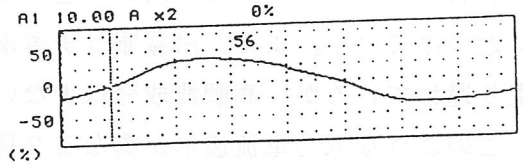
図 4.34 単独使用時の入力電流波形



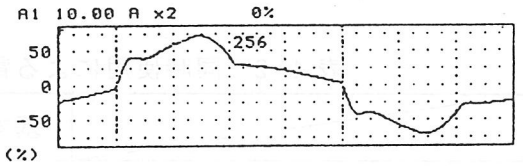
(a)+(d)



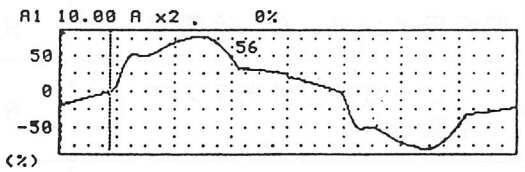
(a)+(b)



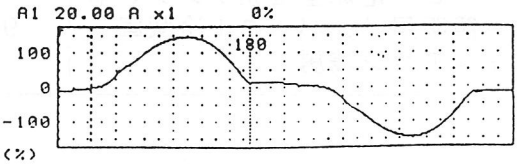
(b)+(c)



(a)+(b)+(d)



(a)+(b)+(c)+(d)



(a)+(b)+(c)+(d)+(e)

図 4.35 同時使用時の入力電流波形

電球型蛍光ランプ，照明用インバータ，エアコン，テレビ受像機，冷蔵庫の５種類の機器についての実験結果[10]を紹介する。これらの機器の単独使用時の電流波形を，図４.３４に示す。尚，これらは高調波規制の基準を満たしているものである。次に，同時使用した時の入力電流波形を，図４.35 に示す。また，同時使用による高調波低減率（同時使用時の高調波電流／単独使用時の各機器電流の和）を，表４.２ に示す。

異なる電気電子機器を同時に使用すると，高調波電流は単独使用時の電流の和より小さくなることが確認された。特に電球型蛍光ランプとテレビ受像機との組み合わせでは，３次と５次の低減が大きいことが分かる。

参考文献

[1] 高橋 他：「入力力率良好な高周波変換用ｺﾝﾊﾞｰﾀ」，
平成元年度電気学会全国大会， 5-41 (1989)

[2] 平松 他：「高調波歪を抑制した蛍光灯ｲﾝﾊﾞｰﾀ回路」，
平成4年照明学会全国大会， p.19, (1992)

[3] 乾 他：「蛍光灯ｲﾝﾊﾞｰﾀの高調波対策の一検討」，
平成7年度照明学会全国大会， p.62, (1995)

[4]青池：「照明用ｲﾝﾊﾞｰﾀにおける電源高調波低減対策(3)」，
照学誌， 79, No10， p.602, (1995)

[5] 江口 他：「ﾊｰﾌﾌﾞﾘｯｼﾞｲﾝﾊﾞｰﾀにおける高調波低減方式」，
照明学会研究会， LS-96-19, (1996)

[6] 加藤 他：「中性点型電子安定器における昇圧動作の検討」，
照明学会研究会， LS-98-1, (1998)

[7] 山内：「蛍光灯用電子ﾊﾞﾗｽﾄの簡易力率改善回路－ﾁｬｰｼﾞﾎﾟﾝﾌﾟ型力率改善回路の概念と動作解析」， 照明学会研究会， LS-98-2, (1998)

[8] 北島,涂，清水，松尾：「入力電流高調波低減のための照明用変形ﾊｰﾌﾌﾞﾘｯｼﾞ形ｲﾝﾊﾞｰﾀの動作解析」， 照明学会研究会， LS-98-3, (1998)

[9] 涂，松尾，黒川，青池：「入力電流歪率改善のための制御を施した蛍光ﾗﾝﾌﾟ用複合回路方式電圧共振形ｲﾝﾊﾞｰﾀ」， 電学論， 118A， No.1， p.59, (1998)

[10] 落合，松尾：「異種の電気および電子機器を併用したときの高調波電流について」，照明学会研究会資料 LS99-4 p25～32 (99.2.26)

第５章　電子安定器の高調波対策

５．１　背景

日本で初めて一般照明用としていわゆるインバータ照明が実用化されたのは昭和５３年の事であるが，入力電流についての観点では，低力率か高力率かによって回路構成が使い分けられていたに過ぎない。つまり，電力契約が元々低力率を前提にした住宅用については，単純なコンデンサインプット型が主流で，それに対し高力率を前提にした施設用については，インバータの前段に何らかの力率改善回路を挿入しなければならなかった。
図５．１は，当時住宅用に採用されていたコンデンサインプット型電子安定器の構成ブロック図，図５．２は図５．１に於ける入力電圧v_{in}入力電流i_{in}インバータ用電源v_g波形の概念図である。コンデンサインプット型電子安定器に於いては，図の$v_g < |v_{in}|$となる時刻t_0から入力電流が流れ始め，$v_g \fallingdotseq |v_{in-peak}|$となる時刻$t_1$にて０となる。

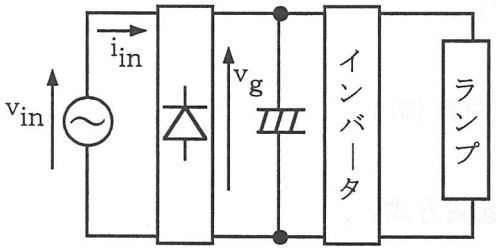


図５．１　コンデンサインプット型の
電子安定器の構成

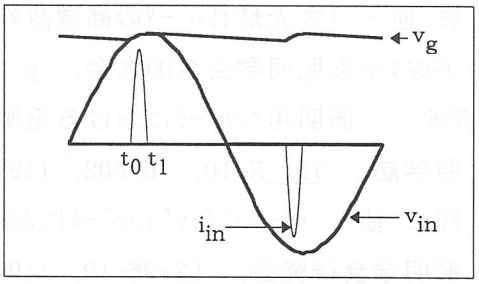


図５．２　コンデンサインプット型の
電子安定器の入力要部波形

即ち，一般的に$t_0 \sim t_1$の期間はv_{in}半周期に対して小さく，入力電流波形としては悪い状況にあった。一方施設用にあっては，力率改善要素として最も素直に考えられたのが昇圧チョッパと呼ばれる回路構成であるが，価格面からはインバータ本体と同程度のコストが更に必要になり，前述の住宅用に比べ相当のコストアップが避けられないものであった。入力力率に着目し，当該部分のコストをもっと安価にできる方法が提案されたのが部分平滑（谷埋め）方式である［１－３］。

図５．３はその構成概念図，図５．４は図５．３に於ける入力電圧v_{in}，入力電流i_{in}，平滑されたインバータ用電源電圧v_gである。
部分平滑（谷埋め）型電子安定器に於いても，その入力電流はコンデンサインプット型電子安定器と同様，$v_{dc} < |v_{in}|$となる時刻t_0から入力電流が流れ始めるが，図５．３で電池の記号で表わした直流電源要素の電圧v_{dc}を十分に低く（例えば、v_{in}のピーク値の１／２）選んでおく事により，図５．２の場合に比べv_{in}の早い時期t_0からi_{in}を流し始める事が可能で，且つ，当該v_{dc}が$|v_{in}|$より小さくなる時点t_1も図５．２の

場合に比べてv_{in}の遅い位相とする事ができる。 即ち，電源電圧半周期期間に占める入力電流の流れる期間を，v_{in}のピーク付近を中心にして広げた事になる。具体的には，例えばv_{dc}をv_{in}ピーク値の１／２に選べば入力力率は８５％以上にする事ができる。

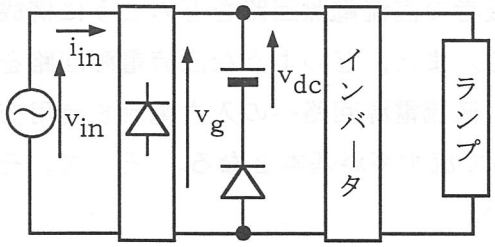


図５．３　部分平滑方式の電子安定器
構成概念図

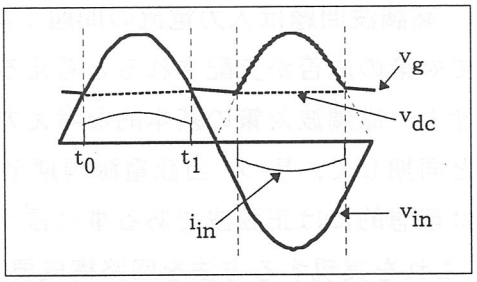


図５．４　部分平滑方式の入力要部波形

上記は，入力力率に関しての事例であるが，これを入力電流波形歪みの観点で見ると表５．１のような状況になる［４］［５］。

表５．１　入力回路方式と入力電流波形歪の関係事例

高調波次数 （基本波含む）	コンデンサ インプット方式	部分平滑 方式(A)	部分平滑 方式(B)	代表的な 銅鉄式安定器	高調波限度値 ガイドライン
基本波(%)	100	100	100	100	100
第3次(%)	89.5	20.4	11.9	13.0	30×λ
第5次(%)	72.5	9.4	21.4	7.4	10
第7次(%)	51.4	16.9	7.0	4.1	7
第9次(%)	30.7	5.9	6.5	3.6	5
入力力率	0.59	0.93	0.93	0.98	λ

＊部分平滑方式(A)(B)は具体回路構成の違いを表わす

即ち，高調波限度値ガイドラインへの適合性という観点で見ると，図５．１の方式は勿論，図５．３の方式でも不十分である。 つまり，上記の状況の意味するところは，入力電流波形歪を限度値以下に抑える為には，単に入力電流の休止期間を減らすだけでは不十分で，波形そのものを如何に正弦波に近づけるかと言う一点に対策手段が絞られると言う裏付けにもなっている。

本章では，電子安定器に於ける入力電流高調波対策について，これまで提案あるいは実用化されている主な回路方式の事例を用い，必要に応じて解析を加えながらそれらの方式の体系的分類整理を行うものとする。

５．２　高調波対策回路方式の分類

電子安定器の全体回路構成を機能的観点で分解すると，点灯装置の本体である「インバータ回路」と，当該インバータ回路の電源として働く「直流電源回路」に分ける事ができる。 高調波問題は入力電流の問題であるので，後者の直流電源回路をどのように構成するかで対策の成否が支配されると考える事ができる。また，どのような直流電源回路を採るにせよ，高調波対策の基本的な考え方としては，直流電源回路への入力電流を商用交流電源と同期して，且つ，当該電源周期全期間に渡って流す事が基本となる。 そして，その電流は理想的には正弦波である事は言うまでもない。

これを実現する方法を回路構成要素によって分類すると，受動素子によって構成された「パッシブフィルタ方式」と，半導体スイッチング素子を利用した「アクティブフィルタ方式」に大別される。

更に，アクティブフィルタ方式は，インダクタンス要素に流れる電流を高周波スイッチングする「チョッパ方式」と，小容量コンデンサの高周波での充放電を利用した「チャージポンプ方式」に分類できる。

チョッパ方式は，コスト的観点を加えて更に分類すると，インバータ回路と機能的に独立したまま直流電源回路を構成する「独立型チョッパ方式」と，インバータ回路の部品の一部と兼用を図った「兼用型チョッパ方式」がある。

チャージポンプ方式は，その低コスト化の可能性から近年の照明用電子安定器に特徴的であり種々の回路が提案されているので，チャージポンプ方式については，後節にてその詳細を整理するものとする。

図５．５は，上記分類を系統的に表わしたもので後節にて，個々の概要について説明する。

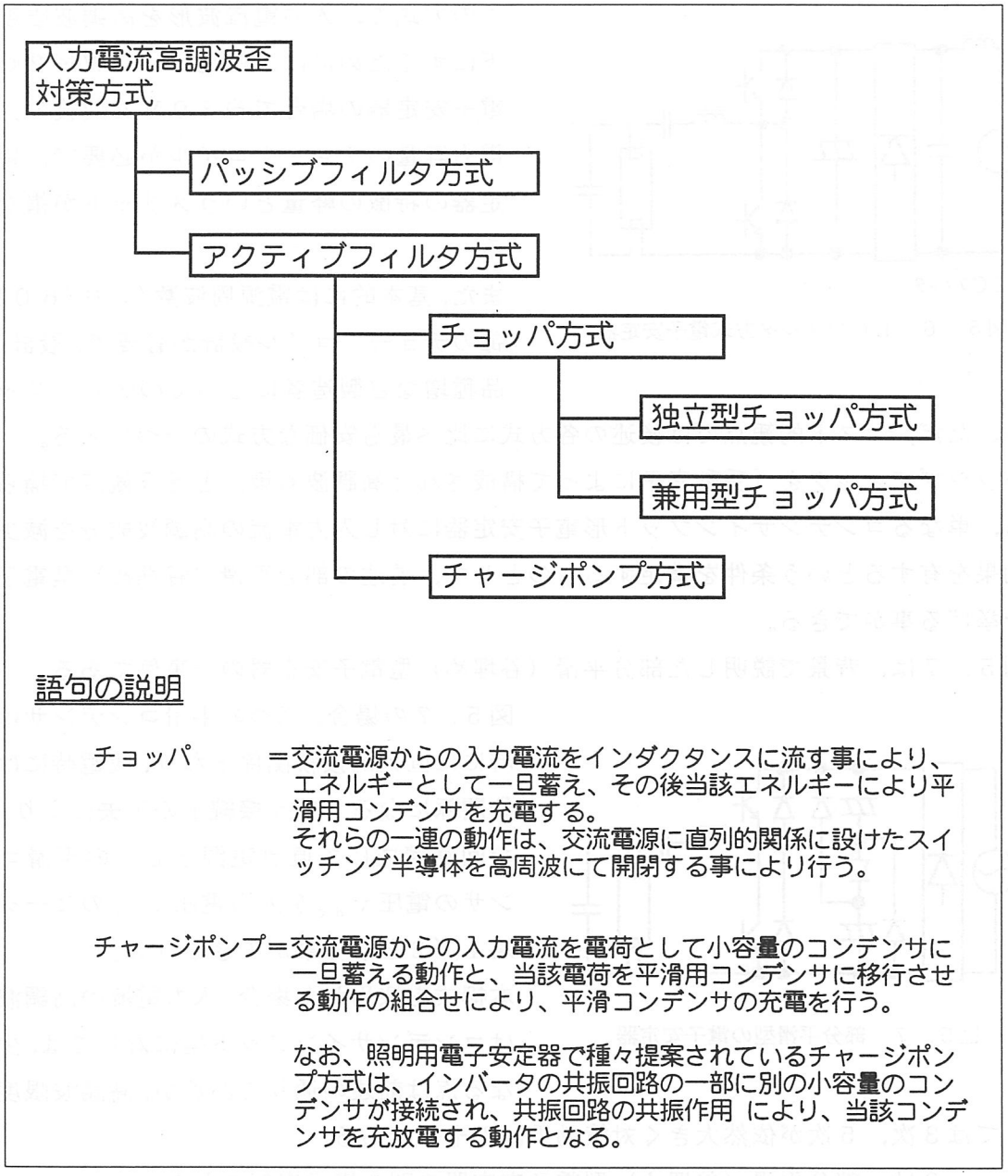


図５．５　直流電源回路への入力方式に着目した入力電流高調波歪対策方式の分類

５．３　分類方式別各論および事例

５．３．１　パッシブフィルタ方式

図５．６は，最もシンプルなパッシブフィルタとして実際に照明用電子安定器に使用されている方式であって，直流電源の整流器の前段にＬＣフィルタを挿入したものである。

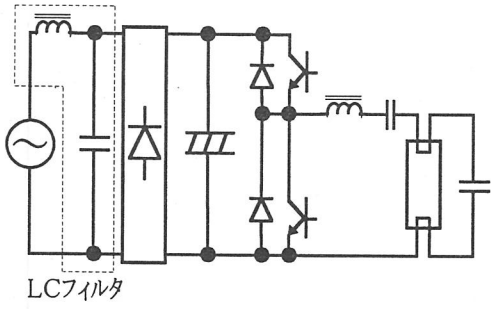


図５．６　ＬＣフィルタ方式電子安定器

この方式で，入力電流波形を高調波限度値以下にするためには，例えば４０Ｗ×２灯用の電子安定器の場合で約３０ＶＡ前後の大きな電力容量のチョークコイルが必要で，電子安定器の特徴の軽量というメリットが損なわれる。

また，基本的には電源周波数（５０/６０Ｈｚ）毎のチョークコイル設計が必要で，設計工数，品種増など製造者にとってのディメリットもある。ただ，コスト的観点では後述の各方式に比べ最も安価な方式の一つである。

パッシブフィルタを「受動素子によって構成された高調波対策」と言う観点で捕らえるなら，単なるコンデンサインプット形電子安定器に対し入力電流の高調波成分を減少させる効果を有するという条件を満足するものとして，前述の部分平滑（谷埋め）型電子安定器を挙げる事ができる。

図５．７は，背景で説明した部分平滑（谷埋め）型電子安定器の一事例である。

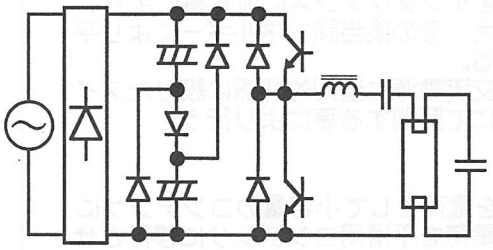


図５．７　部分平滑型の電子安定器

図５．７の場合，二つの平滑コンデンサは充電時には直列的接続関係となり，放電時には並列的関係になるという接続上の工夫により，簡単な回路構成にて直流電源としての平滑コンデンサの電圧v_{dc}を入力電圧v_{in}のピーク値の略１／２とする事ができる［３］。

本構成を採用した場合，入力電流の高調波成分はコンデンサインプット型に対しては，少なくなる点は前述の通りであるが，高調波限度値に対しては３次，５次が依然大きく対策効果は不十分である。

図５．８は，部分平滑（谷埋め）型電子安定器の別の構成事例である［２］。

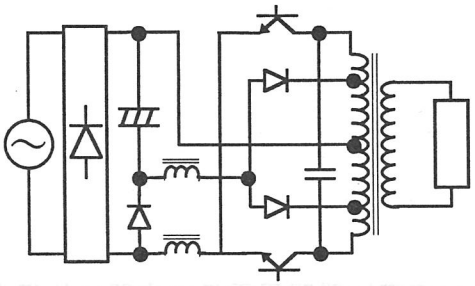


図５．８　部分平滑型の電子安定器

図５．８の場合，平滑コンデンサの充電はインバータを構成するトランス要素の電圧の一部を平滑コンデンサにフィードバックするという考え方で，平滑コンデンサの電圧は上記トランスの巻数比を変える事で比較的自由に得る事ができる。当該平滑コンデンサの電圧を交流電源全波整流後の電圧ピーク値より十分に低く設定する事により，前述図５．７と同様，ある程度の入力電流波形歪の改善を行う事はできるが，やはり第３次，第５次の高調波成分多く高調波限度値に対する対策とし

ては不十分である。

５．３．２　アクティブフィルタ方式

社団法人日本電子機会工業会発行のスイッチング電源用語集（EIAJ RCR－901）によると，アクティブフィルタの定義として，「トランジスタやＩＣ等の能動素子を使用し，特定の周波数のみを通過させることを目的とした回路網，または装置。スイッチング電源機器においては入力電流波形を改善し力率を良くするためのチョッパ回路をアクティブフィルタと呼んでいる。」とある。一方，照明用電子安定器に目をやった時，５．２節で述べたように入力高調波問題は「直流電源回路」問題であるので，その点でスイッチング電源と事情が酷似している。ところが，照明用電子安定器の場合，前述の「インバータ回路」がランプを点灯するという目的に於いてむしろ主体であって，「直流電源回路」はできる限り簡略化したいというのがコスト的観点からの基本的要件となっており，そのため，「直流電源回路」にはさまざまな工夫が為されてきた。それらの工夫の中でも，「トランジスタやＩＣ等の能動素子を使用し，特定の周波数のみを通過させることを目的とした回路網」に属する方式は，照明用電子安定器の分野においても「アクティブフィルタ」と称するのは自然である。

そのように考えて来ると，照明用電子安定器の分野に於いてはいわゆるチョッパ方式以外にも，固有の方式が数多く存在するという点が，当該分野のアクティブフィルタの特徴として位置づけられる。

以下に，前掲 図５．５に分類した各方式毎の概要を説明する。

５．３．２．１　独立型チョッパ方式

図５．９は独立型チョッパ方式の電子安定器の回路事例である。

「直流電源回路」として，昇圧チョッパ回路が「インバータ回路」とは独立して構成され

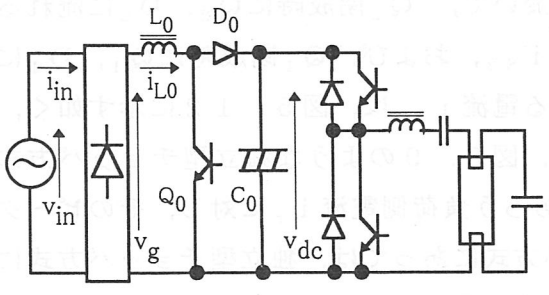


図５．９　独立型チョッパ方式の電子安定器

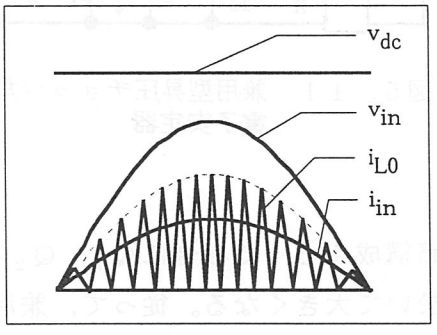


図５．１０　独立型チョッパ方式の電子安定器における入力要部波形

ている。

図５．１０は，図５．９に於ける入力電圧v_{in}，入力電流i_{in}，平滑コンデンサ電圧v_{dc}各波形の概念図である。i_{L0}はL_0を流れる電流波形であり，全波整流器の前段に設置した図示しないフィルタ等により波形整形が行われ，電子安定器の入力電流としては，i_{in}で示す略正弦波状の電流とすることができる。このような動作は，入力電圧の全波整流後の電圧を通常数十ＫＨｚ以上のスイッチング周期で入力電圧全周期に渡ってスイッチングすることにより可能になる。言い方を変えれば，このような動作を成立させる為には，$v_{dc} > |v_{in}|$という条件が一般的に必要であり，昇圧チョッパがよく採用される所以となっている。具体的には，入力電流波形を高調波限度値以下に抑える為の設計要件として，v_{dc}はv_{in}実効値の２倍程度に設定するのが一般的であるが，この設計要件は見方によっては，インバータ回路の電源電圧としては必要以上の値になっている事も多い。

なお，入力電圧周期全期間に渡って入力電流を流す事ができる独立型チョッパ方式としては，「昇降圧チョッパ回路」をインバータの前段に設ける方式も考えられるが，実際の電子安定器としては上記昇圧チョッパ回路搭載の事例が殆どである。これは恐らく効率とコスト上の理由によるものと思われる。

５．３．２．２　兼用型チョッパ方式

本節では，入力電流波形改善回路を形成するに当たり，チョッパ回路がインバータ回路の部品の一部を兼用している方式について事例を中心に述べる。

(A) 兼用型昇圧チョッパ方式

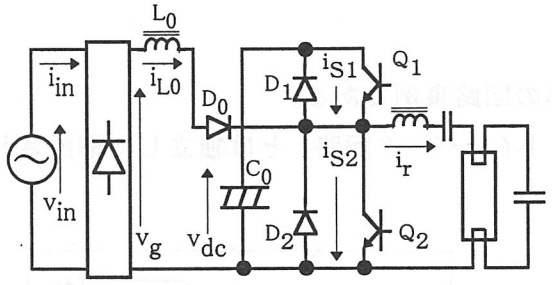


図５．１１　兼用型昇圧チョッパ方式の電子安定器

図５．１１は，兼用型昇圧チョッパ方式電子安定器の回路事例である［６］。

動作の基本的考え方は，前述図５．１０と全く同じであるが，図５．１０に於けるQ_0の動作が，インバータ回路のQ_2と兼用化されているので兼用型昇圧チョッパ方式と称する。動作に於いて，Q_2閉成時にQ_2，D_2に流れる電流i_{S2}，および，Q_1閉成時にQ_1，D_1に流れる電流i_{S1}は，図５．１２に示す如く，本来，図５．９のような独立型チョッパ方式の回路構成をとった場合にQ_1，Q_2に流れるであろう負荷側電流i_rに対し，そのピーク値に於いて大きくなる。従って，兼用型チョッパ方式にあっては，独立型チョッパ方式に対し部品点数を減少させる事は可能となるが，兼用部品に必要な電気的容量が大きくなり，コスト低減効果は大きいとは言えないかも知れない。

図５：１３は，ディザー回路方式と呼ばれているもので［７］［８］，インダクタンスＬ$_0$への印加電圧に着目すると，入力電圧ｖ$_{in}$と高周波矩形波電圧ｖ$_{sq}$の合成電圧となるので，ｖ$_{in}$の各サイクル全期間に渡りｖ$_{in}$にて変調された電圧がＬ$_0$へ印加される事になり，当該電圧に従った電流をＬ$_0$に流す事ができるというのが発想の原点のように思える。見方を変えると，ｖ$_{in}$半波毎にＱ$_1$，Ｑ$_2$が交互に昇圧チョッパ方式のスイッチング素子として働いており，インバータ回路のスイッチング素子が２つ共兼用された兼用型昇圧チョッパ方式と等価である。

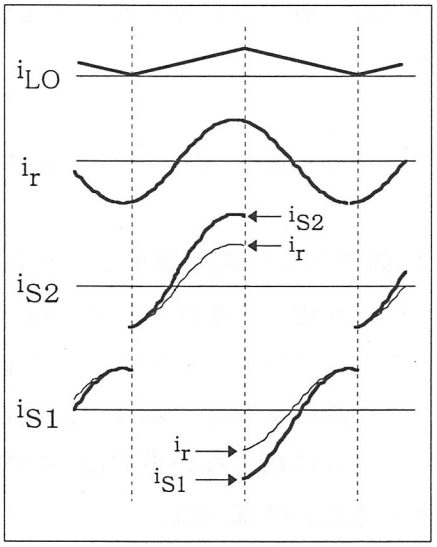


図５．１２ 兼用型昇圧チョッパ方式の電子安定器の要部波形

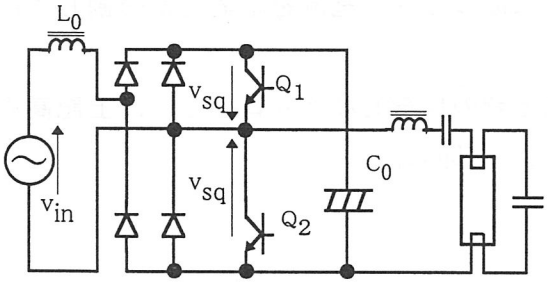


図５．１３ ディザー方式の電子安定器

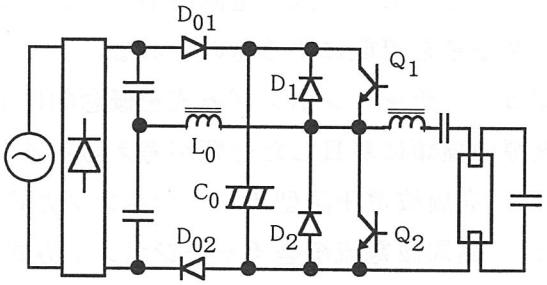


図５．１４ 兼用型昇圧チョッパ方式の電子安定器

図５．１４は，チョッパ方式としては昇圧型に属する構成であって，整流器出力を直列のコンデンサで分圧した後チョッパ用インダクタンスに接続するので，インダクタンスへの印加電圧が図５．１１の構成に対し半分になり，従って，平滑コンデンサの電圧も図５．１１の構成の半分にする事ができる。

（Ｂ）兼用型降圧チョッパ 方式

図５．１５は，兼用型降圧チョッパ方式電子安定器の回路事例である。 基本的には上記昇圧型チョッパ兼用方式の昇圧チョッパ構成が降圧チョッパ構成に置き換えられただけで，Ｑ$_2$，Ｄ$_1$がチョッパ動作とインバータ動作の両者の役割を演じるものである。 なお，本方式の場合，入力電流波形歪については，平滑コンデンサ電圧が入力電圧ピーク値より低い

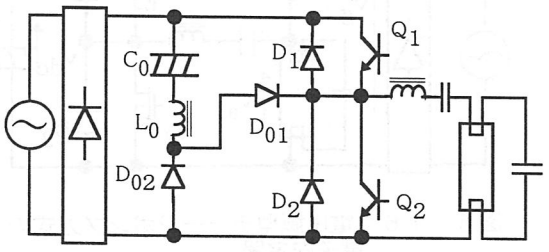


図５．１５ 兼用型降圧チョッパ方式の電子安定器

という点で前述の部分平滑（谷埋め）方式と同様，高調波限度値に対しての効果が不十分である。

５．３．２．３　チャージポンプ方式

前節で示した兼用型チョッパ方式は，スイッチング電源回路分野等でもいわゆる「ワンコンバータ化」の流れとして，種々の回路構成が提案されている。本節では，点灯主回路としての「インバータ回路」が全体回路内に必ず存在する構成，即ち照明用電子安定器に於いて特徴的な概念であって，基本的には，電源回路部のエネルギ蓄積／放出構成をインダクタンスに頼らない方式について述べる。

その考え方の基本は，「インバータ回路」の共振回路に発生する高周波電圧，電流を高周波電源としてとらえ，当該高周波電源を入力電圧～平滑コンデンサ電圧間のエネルギのやり取りに利用するというものであって，主として小容量コンデンサの充放電を高周波にて行うことにより，入力電源各半サイクル全期間に渡って入力電流を継続的に分割して流入させる事を可能にするものである。

従って，チャージポンプ方式を概念的に捕らえる時の代表的な切り口として，上記高周波電源の種類に着目した分類が考えられる［９］。　即ち，

(A)　高周波電圧源型チャージポンプ方式

(B)　高周波電流源型チャージポンプ方式

の２方式であり，以下，それぞれの方式の代表例を事例に基づいて説明する。

(A)　高周波電圧源型チャージポンプ方式

図５．１６は，高周波電圧源型チャージポンプ方式の電子安定器である［10］［11］。本方式は，コンデンサインプット型の電子安定器に小容量コンデンサC_{in}とダイオードD_0を追加するだけで，大幅な部品追加なく入力電流の高調波対策を可能とするものである。図５．１６の回路に於いて，ランプ両端の電圧を振幅が一定な高周波電圧源と見做し，そ

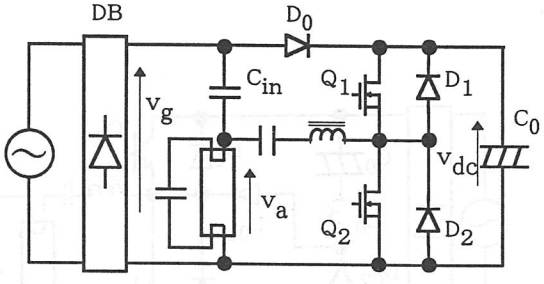


図５．１６　電圧源型チャージポンプ方式の電子安定器

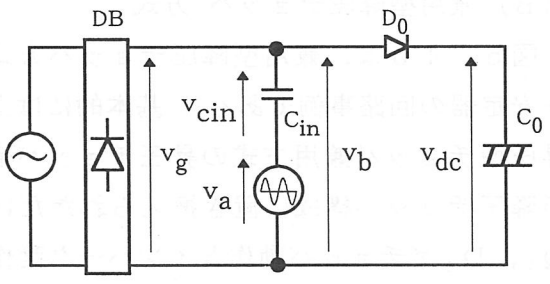


図５．１７　電圧源型チャージポンプ方式の概念図

の電圧をv_aと仮定する。 入力電源電圧全波整流後の電圧をv_gとし，平滑コンデンサの電圧をv_{dc}とすると，図５．１６は図５．１７の等価回路として置き換える事ができる。

図５．１７に於いて，高周波電圧源１サイクル中には，v_aとv_{cin}の合成電圧v_b，v_g，v_{dc}の電圧関係により，４つのモードが存在する。

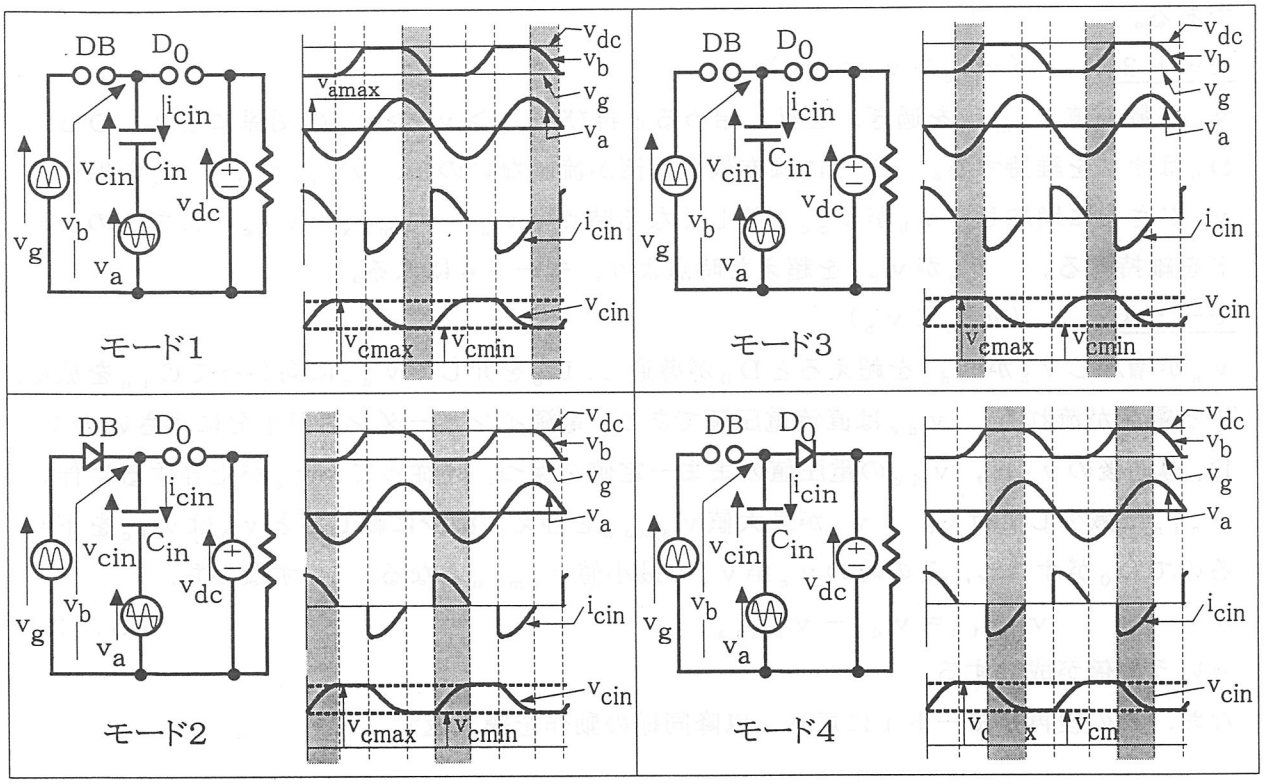


図５．１８　電圧源型チャージポンプ方式の各部動作波形

図５．１８は，高周波電圧源の電圧v_aに対する各部の電圧電流波形であって，それらは同図に示す等価回路に従うものである。 以下，これら４つのモードについてその動作を述べる。

モード１：　（$v_{dc} > v_b > v_g$）

v_aは，その最大値v_{amax}となった時点から減少して行く。 この減少期間に於いて，$v_{dc} > v_b > v_g$という関係より，D_B，D_0は共にオフの状態にある。 当該期間に於けるC_{in}電圧v_{cin}は，v_{dc}からv_{amax}を差し引いた値を維持する。 つまり，C_{in}電圧はv_{cin}としての最小値v_{cmin}を呈している。 v_aは減少して行き，v_bがv_gと等しくなった時点（$v_a + v_{cmin} = v_g$）でＤＢが導通し，以降モード２に入る。

モード２：　（$v_b < v_g$）

v_aが減少し$v_b < v_g$という条件が成立した時点からＤＢが導通し，C_{in}の充電が始まり、当該電流はすなわち入力電流となる。 以降v_gは定電圧電源であるので，$v_b = v_g$を維持

する。 v_aは減少し続けるが，v_b（＝v_g）＝v_a＋v_{cin} であるので，v_{cin}は増加する。 v_aが最小値v_{amin}を迎えたところでv_aが増加に転じると，v_b＜v_gの関係が逆転し，ＤＢはオフしモード３に入る。 そして，その時のC_{in}の電圧がv_{cin}の最大値v_{cmax}となる。 なお，この時の電圧関係は，

$$v_{cmax} = v_g - v_{amin} \qquad (5.1)$$

である。

モード３： （$v_{dc} > v_b > v_g$）

v_aが最小値v_{amin}を過ぎ，上昇し始めると再び$v_{dc} > v_b > v_g$の関係になり，ＤＢ，D_0はオフを維持する。 C_{in}には充放電電流が流れないので，$v_{cin} = v_{cmax}$を保つ。 v_aがさらに増加し，v_bがv_{dc}と等しくなる時点（$v_a + v_{cmax} = v_{dc}$）までこのモードを維持する。 v_bがv_{dc}を超えた時点より，モード４に入る。

モード４： （$v_{dc} < v_b$）

v_aが増加しv_bがv_{dc}を超えるとD_0が導通し，D_0を介してv_{dc}に向かってC_{in}を放電する電流が流れる。 v_{dc}は直流電圧源であり，電源インピーダンスが十分に小さいので，D_0導通後のv_bは，v_{dc}の電圧値のまま一定値を保つ。 従って，v_aが上昇するに伴いv_{cin}は減少して行く。 v_aが最大値v_{amax}を迎え，減少に転じるとv_bはv_{dc}を下回るのでD_0がオフし，その時のv_cがv_cの最小値v_{cmin}となる。 すなわち，

$$v_{cmin} = v_{dc} - v_{amax} \qquad (5.2)$$

という関係が成立する。

なお，この後再びモード１に戻り，以降同様の動作を繰り返す。

図５．１６のチャージポンプ方式は上記の如く動作し，入力電流が流れるのはモード２のみである事が分かる。 このモード２に於けるC_{in}への充電電荷量△Ｑは，

$$\triangle Q = C_{in}(v_{cmax} - v_{cmin}) \qquad (5.3)$$

式（５．１），（５．２）より式（５．３）は，

$$\triangle Q = C_{in}(v_g - v_{amin} - v_{dc} + v_{amax}) \qquad (5.4)$$

となる。 ここで，v_aの振幅をV_pとすれば，

$$2V_p = v_{amax} - v_{amin} \qquad (5.5)$$

となり，式（５．５）を式（５．４）に代入すれば，

$$\triangle Q = C_{in}(v_g + 2V_p - v_{dc}) \qquad (5.6)$$

と表わす事ができる。 入力電流は，式（５．６）で得られる充電電荷のみによって引き出されるので，

v_a１サイクルに於ける平均の入力電流I_{inave}は，スイッチング周波数をf_sとすると，

$$I_{inave} = f_s \triangle Q = f_s C_{in}(v_g + 2V_p - v_{dc}) \qquad (5.7)$$

となる。ここで，入力電流波形歪を無くすためには，I_{in}が正弦波であれば理想的であり，これは即ち力率が１である事と等価である。力率を１にできる条件としては，I_{inave}が

入力電圧のみに応じて変化すれば良いので，式（５．７）に於いてこれを満足する為には，

$$2V_p - v_{dc} = 0 \qquad (5.8)$$

つまり，

$$v_{dc} = 2V_p = v_{amax} - v_{amin} \qquad (5.9)$$

と設定する事により，

$$I_{inave} = f_s C_{in} v_g \propto v_g \qquad (5.10)$$

を得る事ができ，入力電流波形を正弦波に近づける事が可能になる。

この事例のように，ランプ電圧を高周波電圧源と見做し，その高周波電圧を利用して入力力率を高め，入力電流の波形歪を改善する方式の事を，その作用から高周波電圧源型チャージポンプ方式の電子安定器と称する事ができる。

なお,高周波電圧源型チャージポンプ方式を利用した電子安定器の構成上の特徴としては,

１） インバータ回路部の共振電圧変化を利用して,入力電源から高周波電流を引込む方式であって，

２）全波整流器からインバータ回路への入力電流引込み経路にインピーダンス要素（現実的にはコンデンサ）を有するとともに，平滑コンデンサからインバータ回路の共振電圧部への逆流阻止ダイオードを有する。

以上１），２）が要件であると考えられる。

（Ｂ） 高周波電流源型チャージポンプ方式

図５．１９は，高周波電流源型チャージポンプ方式の電子安定器である［９］［12］。本方式は,図５．１６と同様，コンデンサインプット型の電子安定器に小容量コンデンサC_{in}とダイオードD_0を追加するだけで，大幅な部品追加なく入力電流の高調波対策を可能とするものである。

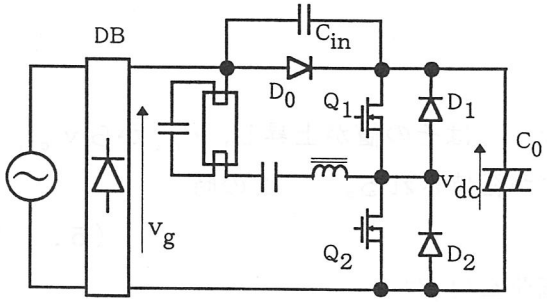


図５．１９ 電流源型チャージポンプ方式の電子安定器

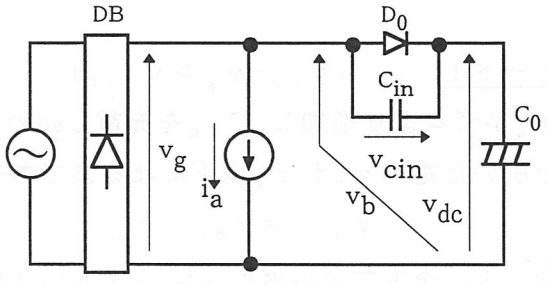


図５．２０ 電流源型チャージポンプ方式の概念図

図５．１９の回路に於いて，ランプ電流を含んだ共振負荷回路電流を振幅が一定の高周波電流源と見做し，その電流をi_aと仮定する。入力電源電圧全波整流後の電圧をv_gとし，平滑コンデンサの電圧をv_{dc}とすると，図５．１９は図５．２０の等価回路として置き換

える事ができる。

図５．１９に於いて，高周波電流源１サイクル中には，C_{in}の電圧v_{cin}，v_g，v_{dc}の電圧関係により，４つのモードが存在する。

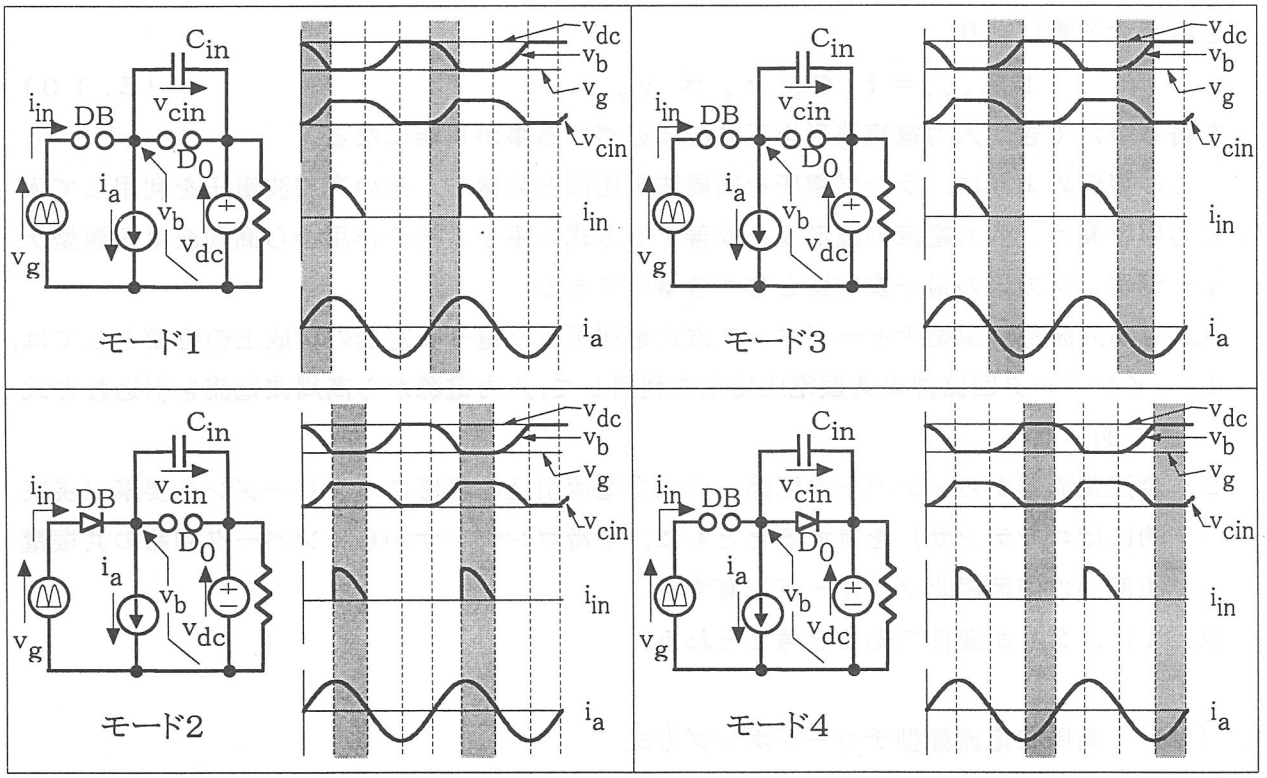


図５．２１　　電流源型チャージポンプ方式の各部動作波形

図５．２１は，高周波電圧源の電圧v_aに対する各部の電圧電流波形であって，それらは，同図に示す等価回路に従うものである。以下，これら４つのモードについてその動作を述べる。

モード１：　（$v_{dc}-v_g>v_{cin}$）

i_aがゼロより増加し，C_{in}を充電し始める。v_{cin}はその値が上昇し，v_{dc}からv_{cin}を差引いた電圧v_bがv_g以下になるまで本モードが維持される。　この時，

$$v_{cin}=v_{dc}-v_g \qquad (5.11)$$

従って，本モードに於いてC_{in}に充電される電荷$\triangle Q_1$は，

$$\triangle Q_1=C_{in}(v_{dc}-v_g) \qquad (5.12)$$

となる。

v_bは減少して行き，v_bがv_gと等しくなった時点（$v_{dc}-v_{cin}=v_g$）でＤＢが導通し，以降モード２に入る。

モード２：　（$v_{dc}-v_g<v_{cin}$）

v_bが減少していき$v_b<v_g$という条件が成立した時点からＤＢが導通し，C_{in}へのi_a

による充電が停止し，i_a は入力電源よりの電流となる。 この時，C_{in}へは電流が流れない。 本モードは，i_a がゼロとなりＤＢがオフとなるまで継続する。

モード３： （$v_{dc}-v_g>v_{cin}$）

i_aが負に転じるとＤＢがオフになるとともに，C_0，C_{in}の直列回路が形成され，C_{in}はC_0を通じて放電し始める。 C_{in}の電荷が全て放電，つまり，$v_{cin}=0$となるまで本モードは継続する。よって，この時に放電される電荷量$\triangle Q_2$は，v_{cin}の最大値が０に変化する事より，

$$\triangle Q_2=\triangle Q_1=C_{in}(v_{dc}-v_g) \qquad (5.13)$$

となる。

$v_{cin}=0$となった時，i_aは最大値（図５．２０に示す矢印とは逆向きの）を呈し，以降D_0が導通し，モード４に入り，i_aは同方向に流れ続ける。

モード４： （$v_{cin}=0$）

D_0が導通し，i_aはD_0を通じてC_0へ流れる。 i_a が減少していき，やがて０になるとD_0がオフし以降モード１となり，i_aは図５．２０の矢印の向きに転流しc_{in}の充電が始まる。

上記の動作から，上記４つのモードの内，入力電流が流れるのはモード２のみである事が分かる。

ここで，i_aの高周波１サイクル中ではv_gが一定であると考えると，モード４の電流はモード２の電流と等しいと考えられる。よって入力電流は，i_aの内C_{in}を充放電する電流の１／２である事が分かる。 従って，i_a１サイクル中に流れる入力電流の平均値は，

$$I_{inave}=I_p/\pi - f_s C_{in}(v_{dc}-v_g) \qquad (5.14)$$

なお，I_pは i_a のピーク値である。

ここで，入力電流波形歪を無くす為には，i_{in}が正弦波であれば理想的であり，これはすなわち力率が１である事と等価である。力率を１にできる条件としては，I_{inave}が入力電圧のみに応じて変化すれば良いので，式（５．１４）に於いてこれを満足する条件を出す為，式（５．１４）を変形し，

$$I_{inave}=(I_p/\pi - f_s C_{in} v_{dc})+f_s C_{in} v_g \qquad (5.15)$$

より，右辺第一項を０とすれば良い。 従って，入力力率が１となる条件は，

$$I_p=\pi f_s C_{in} v_{dc} \qquad (5.16)$$

また，その時得られる入力電流値は，

$$I_{inave}=f_s C_{in} v_g \propto v_g \qquad (5.17)$$

を得る事ができ，入力電流波形を正弦波に近づける事が可能になる。

この事例のように，ランプ電流を含んだ共振回路電流を高周波電流源と見做し，その高周波電流を利用して入力力率を高め，入力電流の波形歪を改善する方式の事を，その作用

から高周波電流源型チャージポンプ方式の電子安定器と称する事ができる。

なお，高周波電流源型チャージポンプ方式を利用した電子安定器の構成上の特徴としては，

1）全波整流器ＤＢの出力電圧v_gと，平滑コンデンサC_0の電圧v_{dc}の電圧差を受持つ要素（現実的にはコンデンサとダイオード）がＤＢとC_0の間に直列的に存在し，

2）入力電流はＤＢからインバータ回路部へ直接的に流れる。（上記c_{in}などを介さずに）

以上1），2）が要件であると考えられる。

５．３．２．４　チャージポンプ方式の改善形

チャージポンプ方式は，上記の如く「インバータ用電源」である電解コンデンサへの充電を，チョッパ方式の場合のようなインダクタンスへのエネルギ蓄積／放出に頼らず，「インバータ回路」の共振回路に発生する高周波電圧，電流を高周波電源としてとらえ，当該高周波電源を入力電圧～平滑コンデンサ電圧間のエネルギのやり取りに利用するというものである。そして，そのエネルギのやり取りは，主として小容量のコンデンサの充放電を高周波にて行うので，前述の各種チョッパ方式のようにインダクタンス要素が不要であり，小型，軽量，低コスト化に適している。

しかしながら，上記「高周波電源」は「インバータ回路」を利用するという形態であるため，その高周波電圧や電流が負荷変動に応じて変動するという問題が内在する。具体的課題として，特に負荷の軽い場合には高周波振幅が大きくなり，結果的に電解コンデンサへの充電量が大きくなりその電圧を異常に昇圧してしまうという点が指摘される［13］。

このような問題を軽減する為，電解コンデンサの充電にチャージポンプ方式以外の方式を組合せるという考え方が成立する。チャージポンプ方式以外の方式とは，前述の各種チョッパ方式であり，パッシブフィルタ方式が具体的な候補となる。

（Ａ）昇圧チョッパ方式との組合せ

図５．２２は，C_0の電圧がv_{in}より高くなるチャージポンプ方式の事例であるが，本事例の場合，全波整流器ＤＢの出力側にインダクタンスL_0が設置されており，昇圧チョッパ動作もさせるような構成になっている［５］［14］。なお，図５．２２の構成を前述の電圧源，電流源という観点で眺めると，入力電流の殆どがＤＢからランプを含むインバータ回路部に流れ込んでいるという特徴より，高周波電流源に分類できる。

図５．２３は，ハーフブリッジインバータ回路の直列コンデンサC_{in1}，C_{in2}の中点と，入力交流電源の一端とを接続した点が特徴的であり，中性点型の電子安定器として紹介されている［15］。図５．２３において，C_{in1}，C_{in2}の容量を適切に選ぶ事により，インバータ回路の共振回路を介して入力電流を流す事ができる。そして，平滑コンデンサの電圧は入力電圧より高くなるのが一般的である。

本事例に於いて，D_{30}とC_{in1}（またはD_{40}とC_{in2}）の並列回路構成がインバータ回路の共振コンデンサC_{in2}（またはC_{in1}）と接続された構成から，図５．１９と等価と見られるので，高周波電流源型チャージポンプ方式と考える事ができる。

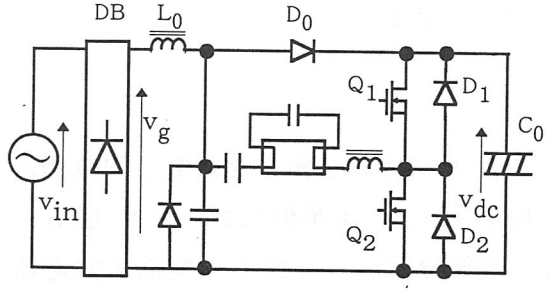


図５．２２　昇圧チョッパ方式と
チャージポンプ方式の組合せ

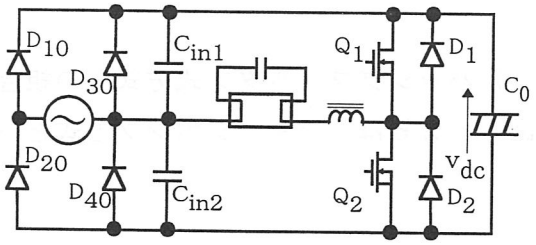


図５．２３　中性点型電子安定器

（Ｂ）降圧チョッパ方式との組合せ

チャージポンプ方式が，前述の部分平滑（谷埋め）方式やチョッパ方式と大きく異なる点は，平滑コンデンサの電圧が入力電圧より低い場合にあっても入力電流を引き込める点にある。 そのような特徴を活かして構成されたのがチャージポンプ方式への降圧チョッパ方式の導入であって［16-20］，図５．２４は電子安定器への適用事例である。

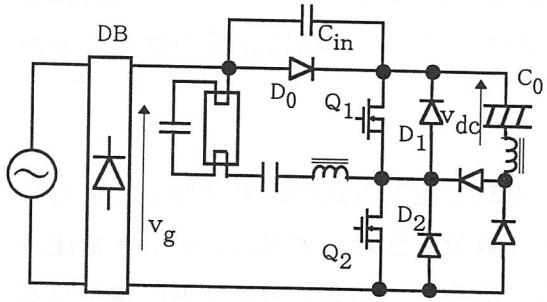


図５．２４　降圧チョッパ方式と
チャージポンプ方式の組合せ

図５．２４は，図５．１９の高周波電流源型チャージポンプ方式と，降圧チョッパ方式を組合せたものであって，見方を変えると降圧チョッパ方式の欠点であるところの入力電圧が平滑電圧より低い期間に於ける入力電流休止をチャージポンプ作用によって無くしたものと見る事ができる［18］。いずれにしても，降圧型にあっては入力電流波形の改善にはチャージポンプ機能が欠かせないので，本質的にはチャージポンプ方式の範疇であると考えられる。

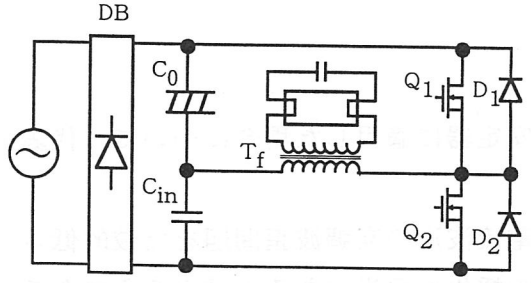


図５．２５　複合回路方式の電子安定器

図５．２５は，チャージポンプ方式と降圧チョッパ方式を組合せた別の電子安定器の事例で複合回路方式として紹介されている［19］。

本事例にあっては，チャージポンプ方式にトランスＴｆの一次巻線をインダクタンスとし

て利用した降圧チョッパを組込んだもので，チャージポンプ作用としては，平滑コンデンサC_0に直列に接続した小容量コンデンサC_{in}とトランスT_fの一次巻線で共振系を形成し，当該C_{in}に発生する高周波電流によって，入力電圧が低い期間でも入力電流を流せるようにしたものである。本方式は，入力電流がインバータ回路へ直接流れるという点で高周波電流源型チャージポンプ方式に位置づけることができる。

（C）パッシブフィルタ方式方式との組合せ

図５．２６は，チャージポンプ方式とパッシブフィルタ方式を組合せた電子安定器の事例である［21］。本事例にあっては，図５．７に於ける部分平滑（谷埋め）型電子安定器の直流電源部をそのままチャージポンプ方式に展開したものであって，チャージポンプ方式の特徴を積極的に利用し，電源電圧の低い期間であっても入力電流を引込む事を可能としたものである。本方式は，入力電流がインバータ回路へ直接流れるという点で高周波電源型チャージポンプ方式に位置づけることができる。

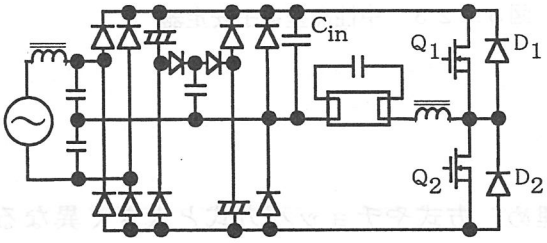


図５．２６　部分平滑方式と
チャージポンプ方式の組合せ

以上のような事例で代表されるチャージポンプ方式と他の方式の組合せ時に共通して言える事は，チャージポンプ方式の弱点の一つである負荷変動時の平滑コンデンサ電圧の昇圧レベルを比較的軽微に抑える事が可能である点である。これは，例えば電源電圧が高い期間にあっては，平滑コンデンサの充電はチャージポンプ以外の手段で行い，その時チャージポンプ動作は弱められるような構成となっているがゆえに達成できているものと考えられる。

５．４　代表的方式の比較

以下に，これまで述べてきた代表的方式を電子安定器に適用した場合について，代表的項目に関する比較を示す。

表５．２より，照明用電子安定器に於いて，入力電流波形の高調波歪問題を比較的低コストで実現するためには，所謂チャージポンプ方式の採用が妥当であると言えそうである。ただし，その場合，平滑コンデンサの充電に何らかの形でランプインピーダンスが関与するので，平滑コンデンサの電圧が負荷インピーダンスの変化に支配され，特に軽負荷時の

表５．２　入力電流歪対策各種方式の比較

方式代表例 / 比較項目	独立型チョッパ（昇圧チョッパ）	兼用型チョッパ（昇圧チョッパ）	チャージポンプ（図5．16or19）	パッシブフィルタ（図5．6）
部品点数	多い	左記より少ない	少ない	少ない
平滑電圧（定常時）	高（相対的に）	高（相対的に）	低（相対的に）	―――
平滑電圧（始動時）	高（相対的に）	高（相対的に）	高（相対的に）	―――
制御性	簡単	左記より複雑	複雑	簡単
コスト	高（相対的に）	左記より低	低（相対的に）	低（相対的に）
その他				重量大

平滑コンデンサ電圧の上昇する恐れがある点，その抑制等のため制御が複雑になりがちである点，ランプ電流のエンベロープ波形は完全にフラットとはならず，設計によってはランプ電流の波高率が悪化する事がある点，等々の固有の技術課題が存在する点で注意が必要である。

【参考文献】

［１］高橋誠，加藤義人：「蛍光ランプの高力率高周波点灯時における暗角解消について」，照学誌，67－6，pp.272－276（1983）

［２］湯原恒平，乾健一，青池南城：「定電流プッシュプルインバータによる蛍光ランプ用電子安定器」，照学誌，68－10，pp.501－508（1984）

［３］原隆裕：「直流電源回路」，特開昭54－158644（1979）

［４］青池南城：「照明用インバータにおけるソフトスイッチングと高調波対策」，スイッチング電源システムシンポジウム，pp. A.3.3.1－A3.3.14（1996）

［５］小川勇，永井敏，前田忠司，江口健太郎，荒井武司：「施設照明器具用新インバータ」，三菱電機技報，70－8，pp.839－843（1996）

［６］A.Hiramatsu, K.Yamada, F.Okamoto, M.Mitani：“Low THD Electronic Ballast with a New AC-DC Converter Operation”，IES Tech.Conf.Preprint, #33, pp. 341－360（1992）

［７］高橋勲，竹内正人，三谷正孝：「入力力率良好な高周波変換用コンバータ」，電学論，5，#497（1989）

［８］スヤ・ポンパン，高橋勲，五十嵐康雄，三谷正孝：「蛍光灯用高入力力率ディザーインバータ」，電学論，#572，（1992）

[９] J. Qian, F. C. Lee, T. Yamauchi : “Current Source Charge Pump Power Factor Correction Electronic Ballast”, Record of PESC'97, pp. 66－72 (1997)

[10] M. Maehara : “Inverter device for stable, high power factor input current supply”, USP. 5,274,540 (1993)

[11] W. Chen, F. C. Lee, T. Yamauchi : “An Improved Charge Pump Electronic Ballast with Low THD and Low Crest Factor”, Conf. Proc. APEC'96, pp. 622－627(1996)

[12] 前原稔 : 「インバータ装置」, 特開平５－38161 (1993)

[13] W. Chen, F. C. Lee, T. Yamauchi : “Reduction of Voltage Stress in Charge Pump Electronic Ballast”, Record of PESC'96, pp. 887－893 (1996)

[14] 江口健太郎, 小川勇 : 「蛍光灯電子安定器における高調波低減の一方式」, 照学全大, #28 (1996)

[15] 加藤義人, 万波寛明 : 「中性点形インバータによる入力電流波形低歪形電子安定器の開発」, 照学誌, 79－2, pp. 50－56 (1995)

[16] 鈴木文雄, 沖野加州男, 西村芳郎, 山崎広義, 小泉寿男 : 「チャージポンプ式高力率部分平滑方式を用いた蛍光灯インバータ用高調波低減回路」, 電学産業応用部門全大, #264, pp. 249－254 (1996)

[17] K. Shimizu, Y. Takahashi, N. Kitamura:“ Electronic Ballast Circuit for Fluorescent Lamps that Reduces Circuit Harmonics”, J. Illum. Engng. Soc., 26－2, pp. 26－31 (1997)

[18] M. Maehara, K. Sato, H. Nishimura : “A Current Source Type Charge Pump High Power Factor Electronic Ballast Combined with Buck Converter”, Record of PESC'98, pp. 2016－2020 (1998)

[19] H. Matsuo, K. Shimizu, F. Kurokawa : “PERFORMANCE CHARACTERISTICS OF A NOVEL MODIFIED HALF-BRIDGE INVERTER AS AN ELECTRONIC BALLAST FOR LIGHTING”, Record of PESC'98, pp. 2028－2034 (1998)

[20] F. Suzuki, K. Okino, Y. Nishimura : “A High-Efficiency RF Suppression Circuit for Fluorescent Lamp Inverters Using Charge Pump and Partial Smoothing Capacitors”, Record of PESC'98, pp. 1733－1738 (1998)

[21] G. Chae, Y-S. Youn, G-H. Cho : “ High Power Factor Correction Circuit using Valley Charge Pumping for Low Cost Electronic Ballast”, Record of PESC'98, pp. 2003－2008 (1998)

第６章・　今後の課題と展望

本章は，照明用電子安定器における高調波対策についてのこれまでの提案，実用化された回路を踏まえて，今後の課題及び期待される技術開発について記す。

６．１　総合効率の向上と高調波対策方式

蛍光灯電子安定器は，これまで電子安定器の損失低減，ランプ発光効率を向上させるための連続的なランプ電流の供給，さらに高周波点灯専用蛍光ランプとの組み合わせなどで総合効率の改善を図ってきた。一方，その外形や重量についても小形／軽量化の技術開発がなされてきた[1]。しかし，入力電流高調波の限度値としてクラスＣが適用されることになり，高調波低減を実現しつつ効率向上を図ることが要求されてきている。

高調波低減対策を独立型チョッパ方式で実現することが一般に行われつつある。しかし電子安定器を構成する主インバータの前段にもう一つのコンバータを付け加えた形になり総合効率の低下や，形状の大形化，コストアップなどの課題が懸念されるのでこの改善のための技術開発がさらに必要となろう。これらの課題の改善を図ろうとして独立型チョッパの改良だけでなく，兼用型チョッパ方式あるいはチャージポンプ方式と称される方式の技術開発が進められている。これら各方式間での総合効率を比較した報告は比較的少ないが小形化する上でも総合効率の向上が必要になる。

６．２　ランプ電流波高率の向上及び課題の解決

チャージポンプ方式を使用して効率低下，形状大形化，コストアップなどの課題の改善を図ろうとしている。チャージポンプ方式での課題の一つとして，ランプ電流波高率が独立型チョッパ方式に比較して大きくなってしまうことが知られている。これに対しては電子安定器のハーフブリッジ回路の２つの共振系の出力がほぼ等しくなるような動作周波数の選定による改善[2]，或いは一石電圧共振形インバータでのスイッチング周波数制御による改善[3]などが提案されている。今後ランプと電子安定器のシステムとしての最適化による改善がさらに必要になろう。

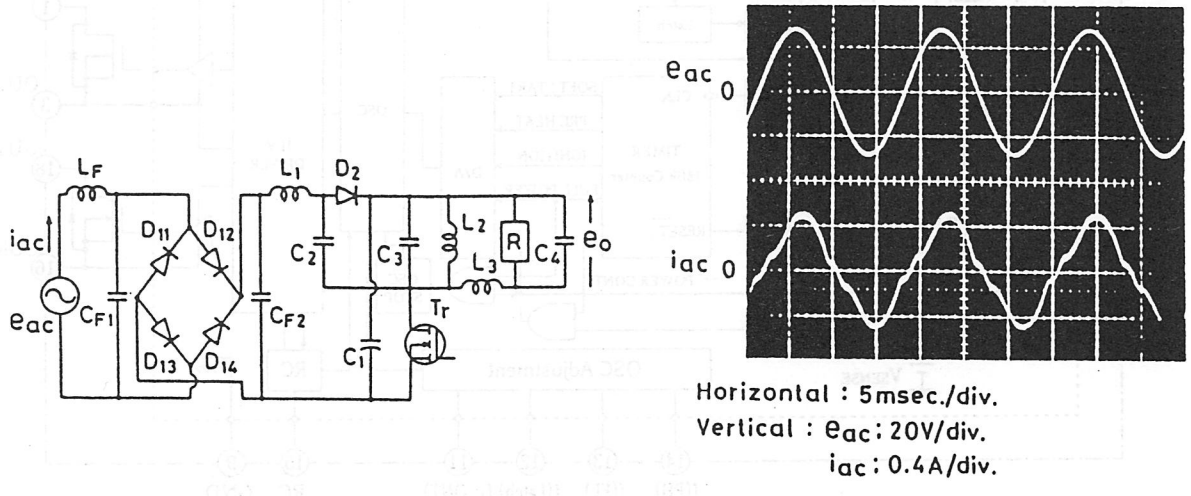


図６．１　回路構成と入力電圧(右上)，入力電流観測波形(右下) [3]

また、昇圧動作を行うチャージポンプ方式では，ランプの予熱、始動時などの軽負荷時に平滑用電解コンデンサの電圧が上昇してしまうことが知られている。これに対して降圧チョッパ方式の回路構成とすることでこれを解決する提案がなされた[4]。この回路は突入電流が抑制されるという，独立型チョッパ方式にない特長をも備えることができ発展が期待される。

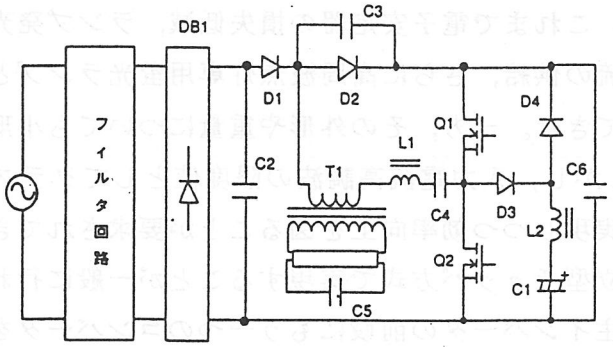


図６．２改良型チャージポンプ方式の回路構成例[4]

近年調光可能な電子安定器の開発がますます活発になっている。これまでは負荷の蛍光ランプ電力を変化する調光用途では高調波低減回路として独立型チョッパ方式を使用することが一般的であったが，調光用においても使用可能なチャージポンプ方式等の研究開発が待たれる。調光用途に適した回路が研究開発されることにより，近年普及しつつある省エネルギーを図る照明制御システムの一層の普及が期待される。

他方，デバイスに関しては電子安定器に使用される電子部品数の削減などを目的として照明用電子安定器に適した集積回路等の半導体デバイスの開発，提案がなされている。図６．３は照明用電子安定器に必要な種々の回路を内蔵したパワーＩＣの例である[5]。今後さらにこのようなデバイス側の研究開発の進展により使用部品数の削減などが図られることが期待される。

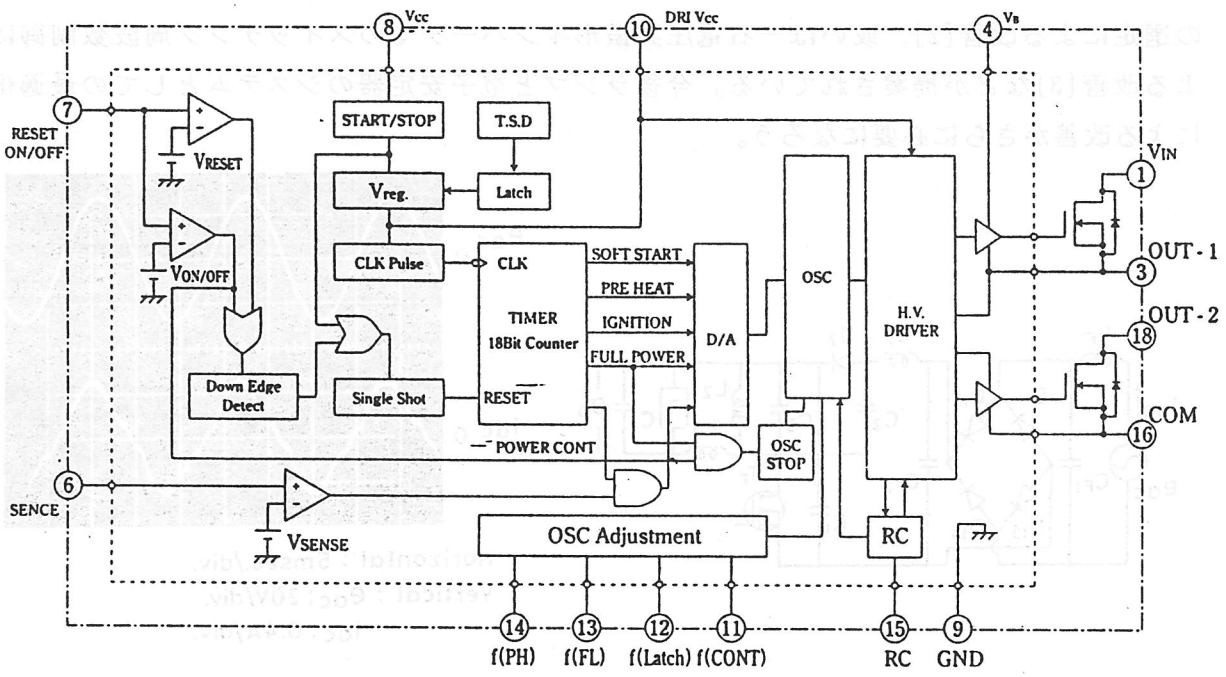


図６．３パワーＩＣのブロック図

６．３ ＨＩＤランプ用電子安定器へのチャージポンプ方式の適用

(社)電球工業会の調査によれば，現在生産されているＨＩＤランプ用電子安定器は全機種とも家電・汎用品高調波対策ガイドラインに適合していることが明らかになっている。

現状では高調波抑制のための独立型チョッパを使用し，後段にランプ制御のためのインバータを備えた多段構成のものが大多数である。ＨＩＤランプは電子安定器として比較的使い易い数十ｋＨｚ～数百ｋＨｚの範囲で音響的共鳴現象を起こすものが多く高周波点灯が難しい。しかし効率の向上，装置の小形化，コストなどの面からチャージポンプ方式の開発も望まれる[6]。そのためには音響共鳴現象を回避する方式，或いはこれを積極的に利用するなどの方法の研究が望まれる。

またＨＩＤランプでは再始動特性や光出力立上がり時間の改善が使い易さと普及を促進するために要請されており，これらをチャージポンプ方式で実現することも待たれる。

６．４ 他機器(電球形蛍光ランプ)との組み合わせ

異種の電気機器を同時に使用した場合，各々の入力電流の波形や位相の違いにより合成入力電流の通電角が広がったり正弦波への近似度が向上し，夫々を単独に使用した時より合成電流の高調波が減少することがある。

例として３２型テレビと１３Ｗ電球形蛍光ランプ５本の組み合わせではテレビ単独の時より減少し，またランプ１０本との組み合わせではランプ単独の時より３～１３次の高調波電流が減少したという実験結果が得られた[7]。家電・汎用品高調波抑制ガイドラインによる限度値はあくまでも個々の機器に対するものであるが，一つの製品の中に異種の電源を持つ場合などには最適な組み合わせによる効果を期待することができよう。しかし，一つの製品の中では上記の最適化が可能な場合があるが，異種の電気機器間では組み合わせ効果を期待するにはより詳細な検討が必要となろう。

６．５ 規格、基準との整合

高調波低減についてはＩＥＣではＩＥＣ５５５－２からＩＥＣ６１０００－３－２の規格が制定され，国内では家電・汎用品高調波抑制対策ガイドラインに基づき実施されつつある。国内のガイドラインはＩＥＣとの整合をとりつつある。

一方，平成６年いわゆる［省エネ法］の改正により蛍光灯照明器具が特定機器に追加指定され，エネルギー消費効率の目標が示された。さらに平成１０年に製品に対応した新たなエネルギー消費効率の目標値が示された。この[トップランナー方式]は目標年度を２００５年度としており一層の効率の向上と電子安定器普及への要請がさらに高まる。

このように省エネルギーを実現するためにランプ／電子安定器の総合効率を高めながら普及を拡大しつつ，電子安定器の入力電流高調波の低減が必要となってきている。

６．６ まとめ

ランプ及び電子安定器の開発／改善により照明器具の総合効率を向上し，省エネルギーに貢献することが強く要請されている。同時に高調波電流の低減については照明機器だけでなく家電・汎用品全体に要請されている。

電子安定器は最も規格の厳しいクラスＣを満足しつつ，省エネの要請に応える必要があり，今後さらに総合効率の向上，ランプ電流波形の改善、部品点数の削減による小形／軽量化などを図り，独立型チョッパ方式のもつ使用時の優れた特性を実現しつつ，高調波低減に伴うデメリットを除去するよう，さらなる技術開発に取り組む必要がある。

参考文献

[1] 青池：「照明における力率改善、省エネルギー」，最近のﾊﾟﾜｰｴﾚｸﾄﾛﾆｸｽ技術専門講習会講演論文集　電気学会関西支部　pp.82-93(1998)

[2] 三嶋，前原：「ﾁｬｰｼﾞﾎﾟﾝﾌﾟ式蛍光灯用ｲﾝﾊﾞｰﾀに於けるﾗﾝﾌﾟ電流ﾘｯﾌﾟﾙの設計要件」，照明学会全国大会講演論文集　No.23　(1997)

[3] 松尾，他：「低歪率の複合回路方式一石電圧共振形インバータの検討」，照明学会研究会資料　LS-96-17　(1996)

[4] 佐藤，前原，西村，三嶋，山中：「ﾁｬｰｼﾞﾎﾟﾝﾌﾟ方式を用いた電子安定器の開発」，松下電工技報　pp.24-29 (1996-12)

[5]青池，他：「蛍光灯電子安定器インバータ用パワーＩＣの開発」，照明学会研究会資料　LS-99-2　(1999)

[6]Yamauti,etal：“Novel Charge Pump Power Factor Correction Electronic Ballast for High Intensity Discharge Lamps.” PESC'98 No.F-6-7 (1998)

[7]落合，松尾：「異種の電気及び電子機器を併用したときの高調波電流について」，照明学会研究会資料　LS-99-4　(1999)

第７章　あとがき

以上，本報告書では，照明用電子安定器および他のスイッチング電源における高調波問題とこれらの比較，対応技術に関して調査研究した結果について述べられている。照明用に使用される電力は全家庭での使用電力の１５％以上であり，最近の省エネルギー問題や電磁環境問題への関心が高まる中で入力電流の高調波対策と同時に高い電力効率や調光制御機能を兼ね備えた照明用電子安定器の更なる研究開発が期待される。

本報告書作成のための期間が３年間ということで当初は十分に余裕を持って取りまとめることができるものと考えていたが，調査研究の対象が多く，時間の経過は予想以上に早く感じられた。この期間，各委員は多忙な本職の傍ら，積極的に本委員会の活動に参加し，熱心に報告書の取りまとめに努力をいただいた。報告書の実質的な作成期間は比較的短く，内容に不十分な点もあるかと思われるが，本報告書が照明用電子安定器，電子機器や電気機器用のスイッチング電源に関連した仕事に従事されている方々の一助になれば，委員一同望外の喜びである。

研究調査委員会報告書の著作権について

本報告書の著作権は（社）照明学会に帰属します。

複写をされる方に

本報告書に掲載された著作物は、政令が指定した図書館で行うコピーサービスや、教育機関で教授者が講義に利用する複写をする場合等、著作権法で認められた例外を除き、著作権者に無断で複写すると違法になります。