



Title	ソフトスイッチングを適用した高力率整流回路に関する研究
Author(s)	太田, 裕之
Citation	(2005-09-14)
Issue Date	2005-09-14
URL	http://hdl.handle.net/10069/7328
Right	

This document is downloaded at: 2020-10-24T06:50:27Z

第 1 章 緒論

1. 1 緒言

電子機器から商用交流電源系統に発せられる高調波電流は、高調波障害を引起し低周波の EMC 問題として対策すべき社会問題となっている。その高調波電流を抑制するために IEC 及び経済産業省からガイドラインが公示され、機器毎に高調波電流抑制対策を順次実施している状況にある。

近年その高調波電流抑制回路に関する研究が盛んに行われており、その中でも Single stage converter 方式と呼ばれる回路方式は、性能とコストを包括的に比較すると、200W 以下の用途には他の方式に比べ最も費用対効果が大いといわれている。しかし現時点で開発改良途上にある技術であり課題も多い。

需要の多い 200W 以下の情報・通信の電子機器及び家電製品の電源において、開発設計(人・時間)、製造コスト、性能の観点から Single stage converter 方式の高調波抑制回路に求められる項目を以下に示す。即ち

1. 部品点数が少なく、性能対コスト効果が高い。
2. IEC 61000-3-2 Class D 規格を満足する。
3. 軽負荷時に昇圧動作しない(電圧ストレスが大きくない)
4. 電流ストレスが大きくない
5. 高効率
6. 負荷の過渡応答が良い・出力保持時間が長い

といった項目が広い入力電圧範囲(ユニバーサルインプット)で対応可能な回路が求められている。しかし上記の項目に関して数多くの研究がされているが、広い入力電圧範囲(ユニバーサルインプット)でバランスよく対応でき、かつ高効率な回路は少ない。

上記の要求を満足する方法の一つとして、4 巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータが提案されている。この AC-DC コンバータは、Single stage converter 方式の高調波抑制回路で、広範囲な入力電圧に対して IEC 規格のクラス D を満足する回路としての特徴をもち、

実用的観点から有用と思われる。

本論文では、ソフトスイッチングを適用した高力率整流回路に関する研究を行う。ここで言う整流回路とは、4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの高調波電流抑制回路であり、その高調波電流抑制回路のモデル化、電力効率の改善及び電力容量の増大化、動作モード解析及び設計指針の確立を行う。

本論文は全5章からなり、その内容は次の通りである。

第1章は緒言であり、電子機器の入力電流歪から生じる高調波電流が引起す高調波障害を取り上げ、低周波の EMC 問題として社会問題となっている高調波電流抑制の重要性を示す。その対策として IEC 及び経済産業省から公示されているガイドライン及びその動向について説明する。さらにそれらのガイドラインに準拠するために実施されている電流抑制回路方式についての研究動向の概要を解説する。

第2章では、高調波電流抑制回路の一つとして、提案されている4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの入力フィルタの特性を考慮した回路のモデル化を行い、実験結果と比較検討し、モデル化した回路の妥当性を明らかにする。まず4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータ回路の4巻線リアクトルの1次巻線と2次巻線の電流を不連続モードで動作させ、その構成と動作について説明する。更にモデル化した回路の妥当性を明らかにするために、動作特性のシミュレーション結果と実験結果を比較検討し、良好な入力電流抑制特性が得られることを示した。

第3章では、4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの4巻線リアクトルの電圧変換を行う1次巻線と2次巻線の電流を連続モードで動作させ、電力効率の改善及び電力容量の増大を図った。次にこのコンバータの入力高調波電流抑制回路の動作状態及び動作モードを示し、回路動作の解析を行う。更に入力フィルタ部の特性を変化させ、それと入力高調波電流特性との関係を明らかにした。

第4章では、4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの入力高調波電流抑制回路の動作特性と回路パラメータの関係を明

らかにし，そこから設計の指針を導き出す．この場合，入力高調波電流抑制回路の電流を過度に増大すると新しい動作モードが現れ，入力高調波電流特性が急激に劣化することを明らかにした．次に，回路パラメータと入力高調波電流特性，交流入力電流のピーク値，完全平滑用キャパシタの電圧など，回路の動作特性との関係を実験及びシミュレーションで明らかにし，回路の設計指針を確立した．更にその結果をもとに設計した回路が広い入力電圧範囲で優れた性能，高調波電流抑制特性を持つことを示した．

第5章は，以上を総括した結論である．

1. 2 高調波について

電力系統において商用交流電源の交流電圧は基本周波数の正弦波である。その商用交流電源に接続される負荷が白熱電球や電熱器のような抵抗性負荷の場合、流れる電流も基本周波数の正弦波となる。しかし最近その商用交流電源に接続される電子機器においては、流れる電流は正弦波でなくパルス状にひずんだ電流波形となっている。

正弦波でない周期的なひずみ波は、基本周波数の整数倍の周波数をもつ正弦波に分解できる。このひずみ波の基本波を除く整数倍の周波数成分の波を高調波といい、これらはそれぞれ第2次高調波、第3次高調波、第4次高調波、・・・、第n次高調波という。商用交流電源の基本周波数は商用周波数（50 Hz または 60 Hz）であり、その第n次高調波の周波数は商用周波数をn倍した値となる。

ひずみ電流が流れる回路に商用交流電圧 e_{ac}

$$e_{ac}(t) = \sqrt{2}E_{ac} \sin \omega t \quad (1.1)$$

E_{ac} : 商用交流電源 e_{ac} の実効値

を加えた場合、その入力電流 i_{ac} はフーリエ級数展開により一般的に以下の

$$\begin{aligned} i_{ac}(t) &= \sqrt{2}I_{ac1} \sin(\omega t + \varphi_1) + \sqrt{2}I_{ac2} \sin(2\omega t + \varphi_2) + \sqrt{2}I_{ac3} \sin(3\omega t + \varphi_3) \\ &\quad + \sqrt{2}I_{ac4} \sin(4\omega t + \varphi_4) + \cdots + \sqrt{2}I_{acn} \sin(n\omega t + \varphi_n) \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}I_{acn} \sin(n\omega t + \varphi_n) \end{aligned} \quad (1.2)$$

I_{acn} : 第n次高調波電流の実効値

ように表される。

1. 3 高調波電流発生メカニズム

現在、電気機器・電子機器において多く用いられているスイッチング電源ではコンデンサ・インプット形の整流・平滑回路が採用されている。この方式は、軽量・小型といった長所があるが、電源ラインに大きなひずみ電流が流れるといった短所をもつ。このコンデンサ・インプット形の整流・平滑回路を例に、入力電流がひずみ波となり高調波電流が発生するメカニズムについて述べる。図 1.1 にスイッチング電源におけるコンデンサ・インプット形の整流・平滑回路の構成例を示す。図 1.1 の回路は、商用交流電源 e_{ac} 、高周波ノイズフィルタからなる入力フィルタ部、ダイオード D_{B1} 、 D_{B2} 、 D_{B3} および D_{B4} からなる全波整流回路、完全平滑用キャパシタ C_{fs} 、スイッチング方式の DC-DC コンバータ及び負荷である電気・電子機器で構成される。整流・平滑回路により、まず一度商用交流電圧 e_{ac} が直流電圧 E_{Cfs} 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、安定化されてから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 1.1 の回路で、コンデンサ・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負荷を負荷抵抗 R とすれば、図 1.1 の等価回路として図 1.2 が得られる。図 1.2 において、 Z_1 は商用交流電源 e_{ac} の内部インピーダンス、 Z_f は入力フィルタ部のインピーダンスである。

図 1.3 に図 1.2 の等価回路を用いた各部の電圧・電流のシミュレーション波形を示す。シミュレーションにおいては、商用交流電圧 e_{ac} は 100V で 50Hz、負荷抵抗 R は 100 Ω 、完全平滑用キャパシタ C_{fs} は 560 μ F とし、商用交流電源 e_{ac} の内部インピーダンス Z_1 を 1.0 Ω とし、入力フィルタ部のインピーダンス Z_f は無視した。

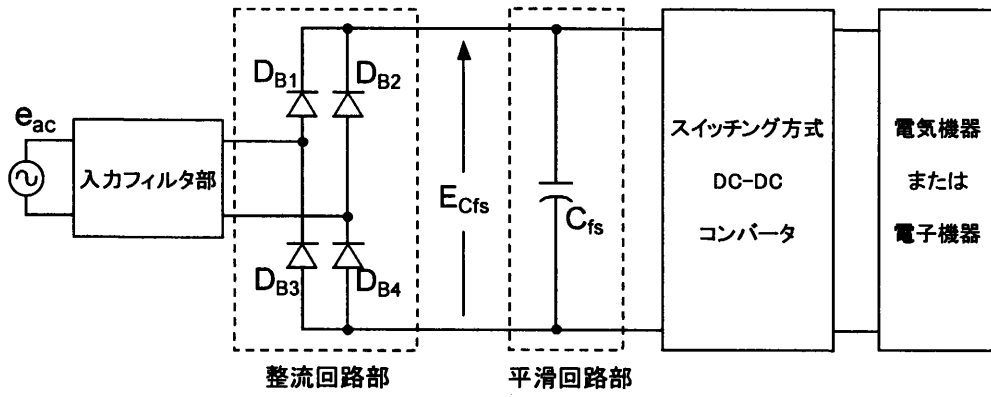


図 1.1 コンデンサ・インプット形の電子・電気機器用
スイッチング電源の構成例

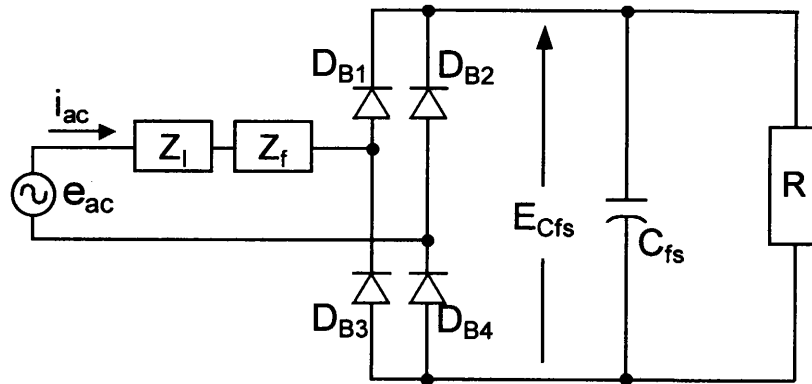


図 1.2 図 1.1 の等価回路

図 1.3 の回路動作を同図の i ~ iv の期間について順に説明すると、

期間 i 商用交流電圧 e_{ac} が完全平滑用キャパシタ C_{fs} の直流電圧 E_{Cfs} より大きくなると、ダイオード D_{B1} 及び D_{B4} に順電圧が印加されオン状態となり入力電流 i_{ac} が流れる。この電流は e_{ac} が最大値を過ぎて E_{Cfs} と等しくなる時点まで流れる。このときダイオード D_{B2} 及び D_{B3} には逆電圧が印加されオフ状態となっている。

期間 ii その後 e_{ac} が E_{Cfs} より小さくなり、入力電流 i_{ac} は流れなくなる。この期間は完全平滑用キャパシタ C_{fs} に蓄積された電荷が負荷抵抗 R に供給されているため、その直流電圧 E_{Cfs} は低下する。

期間 iii 商用交流電圧 e_{ac} の極性が変わるが、ダイオード D_{B2} 及び D_{B3} を通して完全平滑用キャパシタ C_{fs} に印加される電圧は破線のように大きくなり、再び E_{Cfs} と等しくなる。

期間 iv 破線で示した C_{fs} に印加される電圧が、 E_{Cfs} より大きくなると期間 i と同様に入力電流 i_{ac} が流れる。この期間ではダイオード D_{B2} 及び D_{B3} はオン状態、ダイオード D_{B1} 及び D_{B4} はオフ状態となっている。

このように、コンデンサ・インプット形の整流・平滑回路では図 1.3 に示すように、入力電流 i_{ac} は正弦波でなく、商用交流電圧 e_{ac} の最大値付近のみの期間 i 及び iv に比較的狭い位相期間でパルス状のひずんだ電流が流れる。図 1.4 に図 1.2 の等価回路の入力高調波電流シミュレーション値及び IEC61000-3-2classD の規格値を示す。図 1.4 からコンデンサ・インプット形の整流・平滑回路では非常に大きな入力電流高調波歪が発生し、それは IEC61000-3-2classD の規格を大幅にうわまわっていることがわかる。

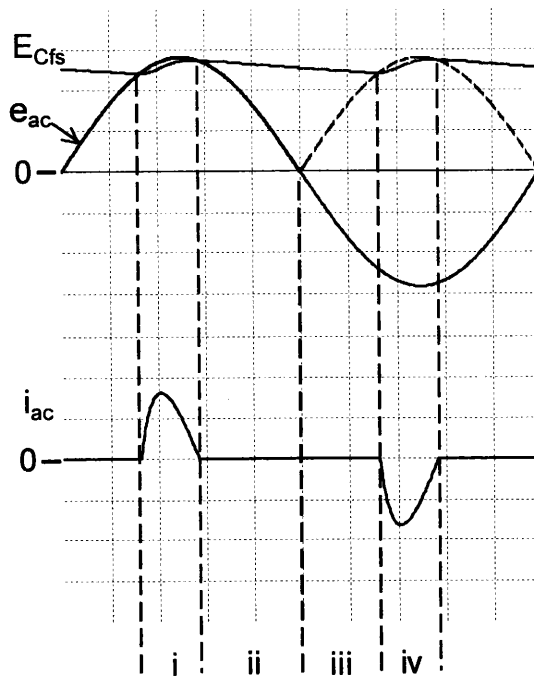


図 1.3 図 1.2 の等価回路を用いた各部の電圧・電流のシミュレーション波形

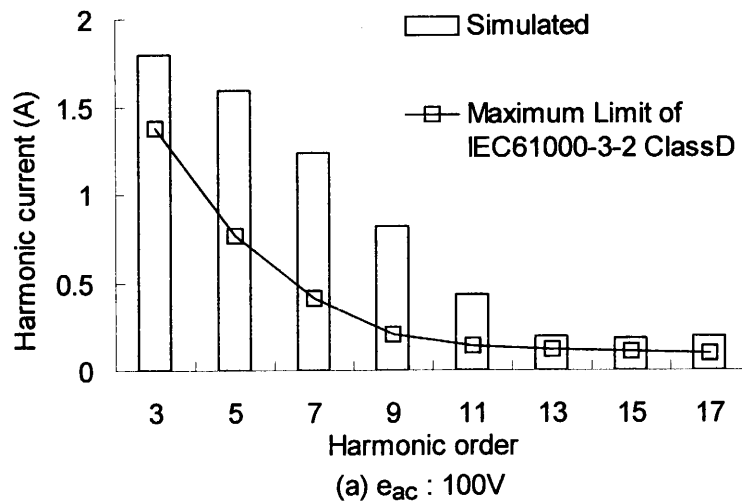


図 1.4 図 1.2 の等価回路の入力高調波電流シミュレーション値

1. 4 高調波障害

コンデンサ・インプット形の整流・平滑回路は，その中にひずみ電流を発生させる発電機があり，電源系統へ高調波電流を出力しているとみなすことが出来る．そこに含まれる高調波電流は線路インピーダンスの電圧降下として高調波電圧を発生する．結果として線路電圧に歪電圧を生ずることになる．線路電圧は線路に沿って接続されている他の機器に共通に印加されるので，たとえ高調波電流を流さない他の機器にあっても幾分かの高調波が流入することになる．

この電圧歪は主として線路インダクタンス $L_{(line)}$ における高調波電圧降下でもたらされる．商用周波数 f_c に対する線路リアクタンス $X_{(line)}$ は

$$X_{(line)} = 2\pi \times f_c \times L_{(line)} \quad (1.3)$$

であるが商用周波数の n 倍の高調波電流に対する線路リアクタンス $X_{n(line)}$ は

$$X_{n(line)} = n \times X_{(line)} \quad (1.4)$$

となる．

したがって高調波電流の実効値 I_{acn} が基本波に比較して小さくても，それによってもたらされる線路上の電圧降下 $I_{acn} \cdot X_{n(line)}$ は意外に大きな値となることがある．

線路インダクタンスの値は配電系統の系統構成の変更に伴って変化する．従って線路と需要家とを含む系統のリアクタンス構成はかなり複雑な形態をとる．高調波歪を発生する機器から線路方向をみたリアクタンスは単純なインダクタンスのみでなく，変圧器の漏れインダクタンスや電力用コンデンサの容量性リアクタンス等が直・並列に接続されており，場合によっては高調波周波数 $n \cdot f_c$ のいずれに対して共振を起こすこともあり，その場合その次数の高調波電圧・電流が異常に大きくなっ

たりすることがある。

つまり高調波電流は機器単体としては大きな値ではないが、近年の電子機器の増加に伴いこのようなひずみ波を発生させる回路が電源系統に多数接続されるとそれらの高調波電流による影響が無視できなくなり、電源系統の高調波障害として報告されている。図 1.5 に高調波障害発生台数の推移を示す^[1]。1979 年頃から穏やかに増加していた高調波障害台数は 90 年代に入ると急速に増加していることがわかる。

表 1.1 に高調波歪みによってもたらされた機器の障害の事例を示す^[2]。障害の範囲は多岐に渡っているが、障害発生件数の最も多いのは電力用コンデンサ及びリアクトルの加熱焼損や異音・振動の発生である。

図 1.6 に 1988 年から 1996 年までの 9 年間に発生した高調波障害総件数(725 件)の障害内訳を示す^[3]。直列リアクトルの障害が 65%と最も多く、ついで電力用コンデンサの障害が多い。障害を受けた直列リアクトルのほとんどが電力用コンデンサに取り付けられたもので、電力用コンデンサ関連での障害が全体の 90%以上を占めている。

表 1.1 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 ・映像のちらつき、雑音の発生
蛍光灯	・過大電流による過熱、損傷
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	・回転数の周期変動、・効率低下
ヒューズ・ブレーカ	・過電流による溶断、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

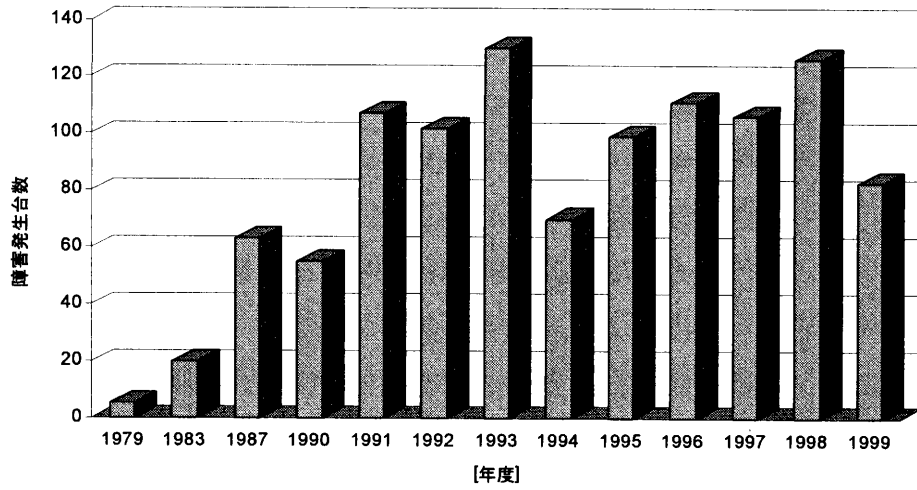


図 1.5 高調波障害台数の推移

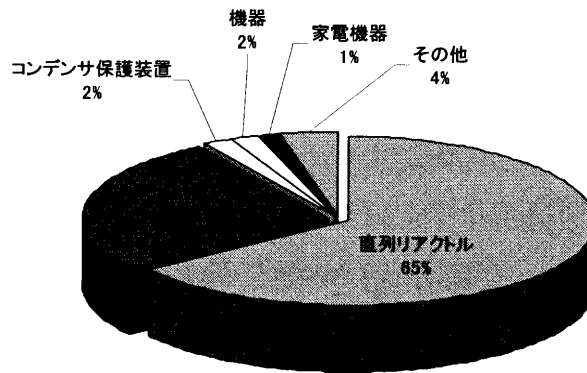


図 1.6 高調波障害の内訳

1. 5 高調波規制

高調波電流による障害を抑制するために、高調波電流の規格として国際電気標準会議(IEC: International Electrotechnical Commission)から 1982 年に IEC555-2 規格^[4]が発行されたが、その後全面的な見直しが行われ、1995 年 7 月に IEC1000-3-2 規格^[5]を発行された。そしてその後さらに一部見直しされ 2001 年 10 月に IEC61000-3-2 規格^[6]が発行され現在にいたっている。欧州では IEC と等価な規格 EN61000-3-2^[7]に基づき、高調波電流の法規制に入っている。

日本においても 1994 年 9 月に通産省より「家電・汎用品高調波抑制ガイドライン」^[8]が制定され、その後、何度かの改定を経て 2000 年 12 月にその追加増強版として新しい「家電・汎用品高調波抑制ガイドライン」^[9]が経済産業省資源エネルギー庁から発行されており、機器ごとに順次実施している状況にある。

以下に「家電・汎用品高調波抑制ガイドライン」の概要を示す。本ガイドラインは 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)に適用される。またその電気・電子機器を以下の 4 つのクラスに分類して、それぞれのクラスの機器に高調波電流発生の限度値を適用する。

クラス A: 平衡 3 相機器及び他のクラスに属さない全ての機器。

クラス B: 手持ち形電動工具

クラス C: 照明機器(調光装置・安定器・電子トランス等のランプ制御装置、照明器具及び電球形蛍光ランプ)

クラス D: 図 1.7 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の測定法に基づく有効入力電力が 600W 以下の機器。

クラス A, C 及び 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 1.2, 表 1.3 及び表 1.4 に示す。クラス B の機器の限度値はクラス A の 1.5 倍の値である。

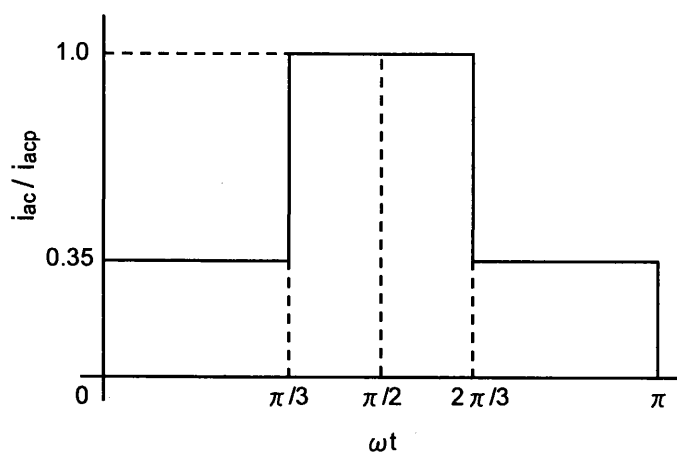


図 1.7 クラス D として判定する特殊な電流波形

表 1.2 クラス A 機器の限度値

高調波次数 n	最大許容高調波電流 A [$\times(230/V_{nom})$] 注 1
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
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times (8/n)$

注 1: 限度値として、「表の中の値 $\times(230/V_{nom})$ 」の計算値は、機器の定格電圧 (V_{nom}) 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源系統全ての公称電圧を V_{nom} として各限度値を計算する。(但し、220V, 230V, 240V の電源系統の場合は、 $V_{nom}=230V$ 一定とする)

表 1.3 クラス C 機器の限度値

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(%)
2	2
3	30×回路の力率
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3

表 1.4 クラス D 機器の限度値

高調波次数 n	電力比例限度値 mA/W [$\times(230/V_{nom})$]	最大許容高調波電流 A [$\times(230/V_{nom})$] 注 1
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
$13 \leq n \leq 39$	$3.85/n$	表 1.2 による

注 1: 限度値として、「表の中の値 $\times(230/V_{nom})$ 」の計算値は、機器の定格電圧 (V_{nom}) 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源系統全ての公称電圧を V_{nom} として各限度値を計算する。(但し、220V, 230V, 240V の電源系統の場合は、 $V_{nom}=230V$ 一定とする)

1. 6 高調波電流抑制回路

IEC1000-3-2 規格^[5]及び「家電・汎用品高調波抑制ガイドライン」^[9]を受けて各工業会が独自のガイドライン実行計画を作成し、それに基づいてメーカーは各製品に高調波対策を施している。

表 1.5 に家電・汎用品向けの高調波抑制回路の回路方式を分類したものを示す。回路方式でみると大きくは、Passive 方式と Active 方式に分けられ、Passive 方式は 2 stage converter 方式と Single stage converter 方式に分けられる。

1. 6. 1 Passive 方式

高調波電流抑制回路方式としては典型的なアプローチであり、整流回路に Passive(受動)素子であるリアクトルやコンデンサを組み合わせた構成で、それらは商用周波数で動作し総合力率を改善するものである。

Passive 方式で代表的なチョーク入力方式の回路図を図 1.8 に示す。この方式はリアクトル L_c (チョークコイル)を交流側又は直流側に挿入した構成となっている。チョーク入力方式を含む Passive 方式の特徴は、低価格であるが、商用周波数用のリアクトル(チョークコイル)が必要となるため、形状が大きく重くなる。そのため入力電圧範囲が狭く製品のスペースに余裕のある 100W 以下の家電製品に使用されている。

1. 6. 2 2 stage converter 方式

2 stage converter 方式の代表例である昇圧チョップ方式の回路ブロックを図 1.9 に示す。この高調波抑制回路である昇圧チョップ回路は、出力電圧に商用周波数の 2 倍のリプル電圧を含むため、後段に出力電圧の安定化機能と絶縁機能をもつ DC-DC コンバータを付加する必要があり、2 stage converter 方式と呼ばれている。この方式はリアクトルに流れるスイッチング電流を高周波でチョッピングし、入力のローパスフィルタ

(LPF)で高周波電流の包括線を正弦波化する。また制御方式は、リアクトルを流れるスイッチング電流が連続して流れる電流連続モード(CCM: Continuous Conduction Mode)、電流が零に戻る電流不連続モード(DCM: Discontinuous Conduction Mode)及びその境界である電流境界モードがある。DCMと電流境界モードはソフトスイッチング動作が可能でノイズが少なく半導体素子のスイッチング損失が小さい反面、平均電流に対するピーク電流値が大きく半導体素子の電流ストレスが大きくなる。そのため容量の大きなコンバータ回路には不向きである。

CCMはハードスイッチング動作をしているため、本質的にはDCMに比べてノイズが大きく半導体素子のスイッチング損失が大きい反面、平均電流に対する電流ピーク値が小さいため半導体素子の電流ストレスは小さい。しかし各サイクルで動作が完結しない状態でスイッチON・OFFするため制御回路がDCMにくらべ複雑になる。

2 stage converter方式の利点は、力率が高く高調波電流が非常に少ない、出力保持時間が入力電圧に依存しないという利点がある。短所としては半導体スイッチが追加になり、制御回路が複雑でコストアップとなる。また昇圧チョッパ部とDC-DCコンバータ部とスイッチング箇所が2個ありノイズ対策が困難である。負荷の過渡応答がわるいといった短所もあるが、制御方式の改善^[10]及びDSP (digital signal processor)を用いたデジタル制御での改善が報告^[11]されている。また安定度の問題も、それに関する解析が多数報告^{[12][13][14]}され研究されている。

表 1.5 高調波電流抑制回路方式の分類(対象：家電・汎用品)

大分類	中分類	回路方式
Passive 方式		<ul style="list-style-type: none"> ・ チョーク入力方式 ・ 複合チョーク方式 ・ LC 付き整流回路方式 ・ LC+ダイオード付整流回路方式
Active 方式	2 stage converter 方式	<ul style="list-style-type: none"> ・ 昇圧チョップ方式 (電流連続・不連続・境界モード) ・ 降圧チョップ方式 (電流連続・不連続・境界モード) ・ 昇降圧チョップ方式 (電流連続・不連続・境界モード)
	Single stage converter 方式	<ul style="list-style-type: none"> ・ ディザー方式 (昇圧形・昇降圧形) ・ マクネットスイッチ方式 ・ LC 共振昇圧方式 ・ コンデンサレス方式 (その他多数方式あり)

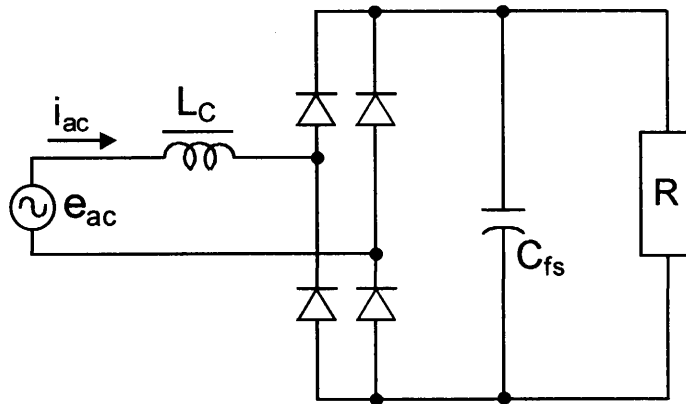


図 1.8 チョーク入力方式の回路図

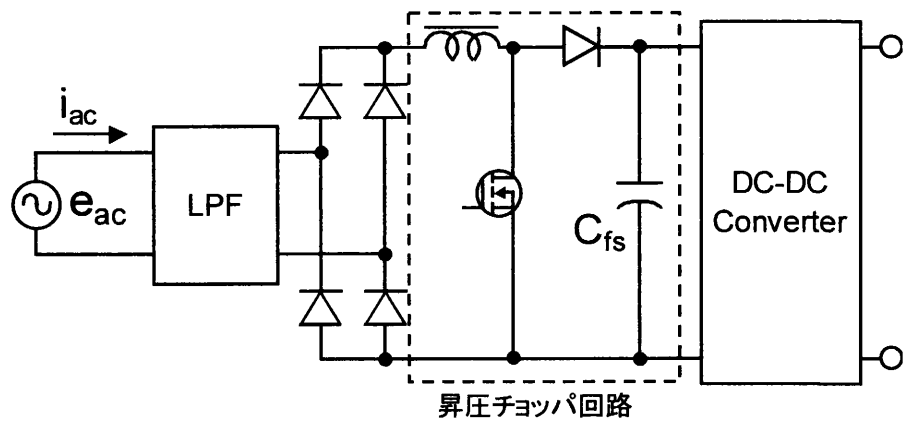


図 1.9 昇圧チョッパ回路のブロック図

1. 6. 3 Single stage converter 方式

Single stage converter 方式は、力率改善・高調波電流抑制、出力電圧安定化及び絶縁を 1 つのコンバータで行う方式である。この方式は Passive 方式と 2 stage converter 方式に対して、性能とコストを包括的に比較すると、200W 以下の用途には Single stage converter 方式が最も費用対効果大きい^{[15][16]}。しかし現時点で開発改良途上にある技術であり多くの研究が報告^{[17][18][19]}されている。

Single stage converter 方式の概念は初期の研究^{[20][21]}に見ることができる。その中でも、ディザ方式^[21]は、昇圧型の高調波抑制回路と DC-DC コンバータ回路を直列接続したものである。特徴は力率が非常に高いが、pulse width modulation (PWM) と frequency modulation (FM) の両方の制御が必要で制御方式が複雑であり、広い周波数範囲でのリアクトル設計が必要で、高い電圧ストレスがコンデンサ及び半導体素子に印加されるといった欠点がある。しかし昇圧型の高調波抑制回路と DC-DC コンバータ回路の直列接続を 1 スイッチで最初に実現した方式である。

Single stage converter 方式は、負荷への高調波抑制回路と DC-DC コンバータ回路のエネルギーフローの観点から、以下の 2 方式に分類される。

- ・高調波抑制回路と DC-DC コンバータが並列接続されている方式
- ・高調波抑制回路と DC-DC コンバータが直列接続されている方式

高調波抑制回路と DC-DC コンバータが負荷に対し並列接続されている方式は、エネルギーの一部を直接負荷に送り、残りは 2 回処理して負荷に出力する。その特徴は、高効率であるが^{[22][23][24][25]}、電流ストレスが高く^{[26][27]}スイッチング素子が複数必要で、制御も複雑である^[28]。

高調波抑制回路と DC-DC コンバータが直列接続されている方式は、エネルギーを 2 回処理して負荷に出力する方式で、並列方式に対し、Single stage converter 方式の中で支配的である。この方式は、エネルギー貯蔵用のコンデンサがエネルギーの流れに対して

- ・直列に接続されている方式
- ・並列に接続されている方式

に分類される。

エネルギー貯蔵用のコンデンサがエネルギーの流れに対して直列に接続されている方式は、BIFRED コンバータ^{[29][30]}や BIBRED コンバータ^{[29][31]}が代表的である。図 1.10 に BIFRED コンバータの回路を示す。この回路の欠点は、直流中間電圧の負荷依存性が強く、ユニバーサルインプットの用途では、軽負荷時に直流中間電圧が上昇するため、耐圧の高く高価なコンデンサが必要となる。しかしその欠点に対して、軽負荷時に FM 制御することにより直流中間電圧を制御し上昇を抑える報告^[32]がなされている。

図 1.11 にエネルギー貯蔵用のコンデンサがエネルギーの流れに対して並列に接続されている方式の代表的な回路^[33]を示す。この回路は、高調波抑制回路部は DCM 動作で、DC-DC コンバータ部は DCM 又は CCM 動作をさせている。しかし DC-DC コンバータ部を CCM 動作させた場合、直流中間電圧の負荷依存性が強く、軽負荷時に上昇するといった、エネルギー貯蔵用のコンデンサがエネルギーの流れに対して直列に接続されている方式と同様の現象が起こる。そのため同様に軽負荷時に FM 制御して直流中間電圧の上昇を防ぐ報告^{[34][35][36]}がなされているが、全負荷領域で SW 周波数が 10 倍も変化し、磁気設計が困難になるといった問題がある。また DC-DC コンバータ部を DCM 動作させる報告^{[37][38][39]}もされているが、導通損失と出力リップルが増大するといった問題がある。

そこで高調波抑制と直流中間電圧の上昇の妥協案として、絶縁変圧器の巻線を高調波抑制回路に追加して不帰還をかける方法^{[40][41]}が提案された。図 1.12 にその回路を示す。スイッチ ON 時に追加の巻線に電圧がコンデンサの電圧をキャンセルする方向に発生し昇圧を防ぐ。その回路解析結果^[42]によると、不帰還によって入力電流の導通期間が現象するが、DC-DC コンバータが CCM 動作しても直流中間が 450V 以下となり安いコンデンサがしよができる。しかし広い入力電圧範囲での報告はなされていない。

またその他にもマグネットスイッチの概念用いた方式^{[43][44]}も提案されているが広い入力電圧範囲での報告はなされていない。

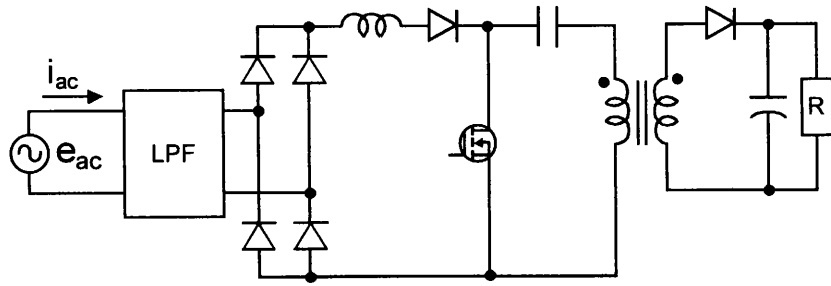


図 1.10 BIFRED コンバータ回路

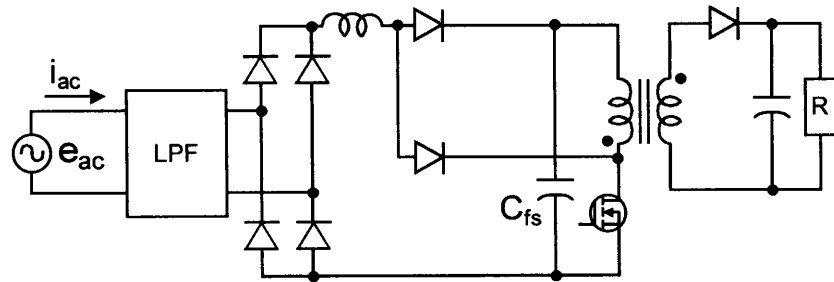


図 1.11 エネルギー貯蔵用のコンデンサがエネルギーの流れに対して並列に接続されている方式の代表的な回路

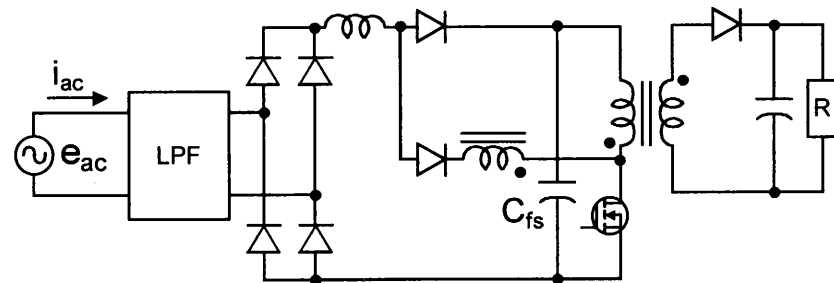


図 1.12 図 1.11 の回路に対し絶縁変圧器の巻線を高調波抑制回路に追加して不帰還をかけた回路

1. 7 結言

以上で述べたように、電子機器に適用されるコンデンサ・インプット形の整流・平滑回路等は、ひずみ電流(高次の電流高調波)を発生させ、電源系統へ高調波電流を出力しているとみなすことが出来る。その商用交流電源系統に発せられる高調波電流は、高調波障害を引起し低周波の EMC 問題として対策すべき社会問題となっている。

その高調波電流を抑制するために、IEC からは 2001 年 10 月に IEC61000-3-2 規格^[6]が発行され、経済産業省資源エネルギー庁からは「家電・汎用品高調波抑制ガイドライン」^[9]が発行されており、機器毎に高調波電流抑制対策を順次実施している状況にある。

近年その高調波電流抑制回路に関する研究が盛んに行われており、高調波電流抑制回路は回路方式でみると大きくは、Passive 方式と Active 方式に分けられ、Passive 方式は 2 stage converter 方式と Single stage converter 方式に分けられる。

その中でも Single stage converter 方式と呼ばれる回路方式は、性能とコストを包括的に比較すると、200W 以下の用途には他の方式に比べ最も費用対効果大きい^{[15][16]}とされている。しかし現時点で開発改良途上にある技術であり課題も多い。