

高周波配電システムとこれに適した周波数変換方式 ～ビル・工場などのローカル 500 Hz 配電システム～

松 井 幹 彦

High-Frequency Power Distribution System and Its Suitable Topology for Frequency Conversion ～Local 500Hz Distribution System in Buildings and Factories～

Mikihiko MATSUI

Abstract: The high-frequency distribution system is a concept in which the frequency of power distribution lines in buildings, factories or chemical plants is made higher than that of utility line up to about 500Hz-1kHz. In such systems, very high-speed rotation of ac machines, reduction of transformers or LC filters both in size and weight and many other advantages can be expected. One of the key technologies in realizing such systems is that what type of power frequency changer is applied for a main circuit to link the high-frequency and the utility lines. This paper first summerizes the results of investigation on power distribution equipments for recent buildings including so called inteligent ones previously carried out by authors to evaluate the scale and the usefulness of such systems. Some possible topologies for frequency changer are compared. It is concluded that the high-frequency cycloconverter system previously proposed by the author is an attractive one in the sense of low circuit conduction losses at maximum load and low harmonic distortion of input current without multiplexing circuits.

1. まえがき

パワーエレクトロニクスが発展がもたらした成果を一言に要約するならば、「電力の分野に周波数という自由度をもたらし、これを自在に変換することによって、電力の有効利用を可能にした点」にあると言えよう。特に、近年の電力用半導体素子の性能向上、利用技術の進歩には目ざましいものがある。その結果、従来では不可能であった電力の送配電システムなど数 M～数百 MVA 級の電力変換装置においても、そのスイッチング周波数

を高めることによって、より柔軟な制御が可能となり電力の高品質化や多様化の要求に応えられるようになってきた。

周知のように、変圧器や回転機などの電磁機器では、単位体積当りの鉄損の増加さえ小さく抑えることができるならば、利用周波数を高めることにより機器の小形・軽量化を図ることができる^{*1}。また、コンデンサとリアクトルから成るフィルタ

^{*1} 例えば、変圧器の寸法と周波数の関係は、変圧器の容量が電気・磁気装荷および周波数に比例し、電気・磁気装荷がそれぞれ寸法の自乗に比例することから、周波数を n 倍すると機器寸法はおよそ $n^{-1/4}$ 倍となり、周波数を 10 倍にした場合、変圧器の寸法は約 1/2 となる⁽¹⁾。

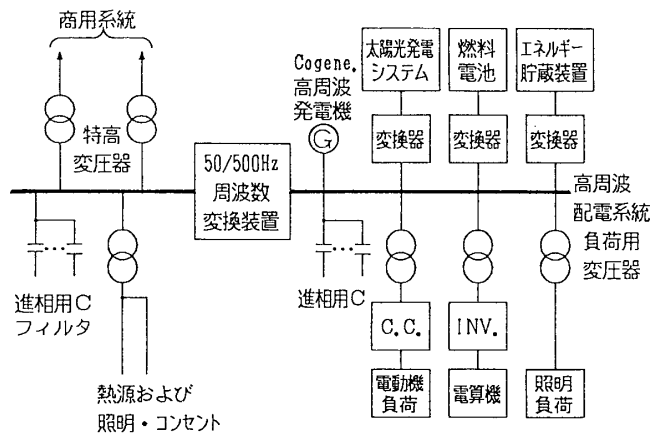


図1 高周波配電システム

も、対象周波数が高くなる程小形化が可能である。これらの観点から、従来電力変換装置や回転機駆動システムでは、スイッチングの高周波化により小形・軽量・高性能化が図られてきた。しかし、電力システムの周波数そのものを現状の商用周波数*2より高める試みについてはあまり報告されていない。

数少ない試みの中に、1970年に検討された「200 Hz 配電方式」がある⁽²⁾。その主な目的は、化学プラントの配電システムの周波数を200 Hz程度まで高めて、蒸気タービンの代わりに高速電動機を用いることにあったが、当時はまだ変換装置技術が未熟であり実用化に多くの問題があり、実現するには至らなかった。

今日では先に述べた通り大容量の静止電力変換装置の実現が可能になり、例えば図1のような高周波配電システムを考えることができる⁽³⁾⁻⁽¹¹⁾。すなわち、ファン・ブロー・ポンプ等の可変速駆動装置を多数台使用するようなビル・工場・プラントなどの配電設備の一部分あるいは全体を、商用システムとは分離し500 Hz程度に高周波化すれば、電動機の小形・軽量・高速化のニーズに応えられるばかりでなく、簡単な他励サイクロコンバータを用いて可変速駆動システムが実現できる。更に、同配電システムに燃料電池システムやフライホイール

あるいは超電導コイルを用いたエネルギー貯蔵システム、コジェネ・システム等を接続し相互のエネルギー授受を行うようにすれば、電力の平準化や無停電化等の付加価値を与えることもできる。さらに本方式を用いることによってパワーエレクトロニクス装置の普及で問題になってきた高調波や無効電力、脈動電力等いわゆる障害電力の電源システムへの流出を防止できる。すなわち、商用システム側の波形・力率の良好な周波数変換装置を用いて高周波配電システムを商用システムと連系すれば、負荷の発生する障害電力を一括処理し商用側への流出を防止することも可能である。

筆者らは、上述の用途に適する大容量電力変換方式として、循環電流形の高周波他励サイクロコンバータを用いた方式を提案し、その定常特性並びに、速応性の優れた過渡特性を得るための制御法などについて報告してきた⁽³⁾⁻⁽⁸⁾。

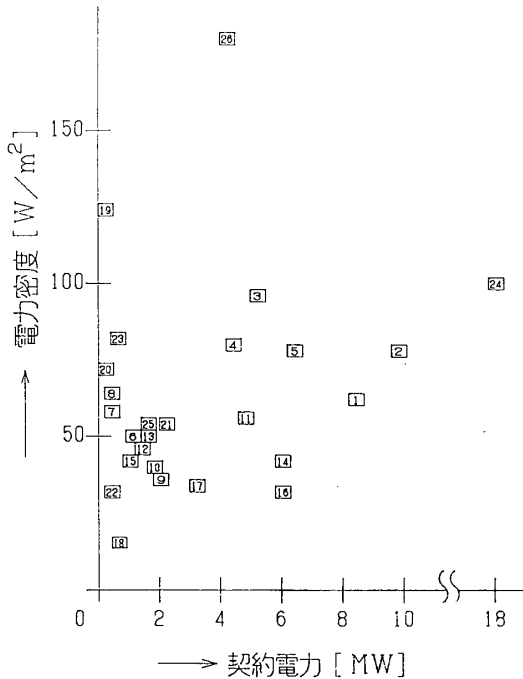
本稿でははじめに、筆者らがこのような電力変換システムの需要と、およその規模を把握するために先に実施した、「最近のインテリジェントビルなどを含む大口需要家の配電設備の現状調査」の結果の一部を示し、上記システムの適用に伴う利点について考察する。次に、実現性があると考えられる幾つかの代表的な周波数変換方式について、変換装置での電力損失、入力電流波形ひずみの観点より比較検討し、筆者らの提案する循環電流形高周波他励サイクロコンバータ方式が現時点で魅力ある方式の一つであることを示す。

2. ビルの配電システムの現状調査

2.1 調査対象

大口の需要家といってもその数は多く、またそれらの個々について具体的な電気設備の内訳などを調査することは容易なことではない。そこで、ここでは電気設備学会誌に昭和59～62年に掲載された27件のビルに関するデータシートに基づいて調査を行う。これらのデータは、何らかの特徴のあるビル、話題性のあるビルを月々取り上げてそれらの電気設備を詳しく紹介したもので、それらを項目別に整理することにより受電規模や設備の内訳を知ることができる。また、ビルの種類

*2 わが国の商用周波数は明治28年と30年に東京電燈会社と大阪電燈株式会社がそれぞれドイツ製(AEG製三相50 Hz)とアメリカ製(GE製三相60 Hz)の発電機を導入したことに起因しており、それらがそのまま今日まで引き継がれている。



No	ビル名	備考
1	大崎ニューシティ	情報産業を中心とした再開発地区
2	NTT品川TWINs	高度情報通信システムを備えたインテリジェントビル
3	川崎地下街アトリア	店舗を中心とした再開発地区
4	筑波ショッピングセンター	学園都市のコミュニティ空間
5	大宮スカイビル	中枢都市圏構想の一環であるインテリジェントショッピングビル
18	アークライズ	住宅
19	芝エポール	アール
24	グイン21ビル	ビジネスパーク開発計画の中心的情報産業用テナントビル
26	晴海パークビル	大形コンピュータを対象とした情報産業用テナントビル

図2 ビルの契約電力と電力密度の分布

についても、事務所、店舗、ホテル、学校、病院など広い範囲にわたっているため、ビルの種類と電力使用の関係の傾向を知る上で好都合である。

2.2 調査結果

〈2.2.1〉契約電力と電力密度の関係

図2はビルの配電規模と電力密度の分布図である。契約電力はほとんどが10 MW以下であるが、No. 24のように超高層ビルでは20 MWにも達しようとするものもある。また、電力密度は30～80 W/m²付近に集中しているが、No. 26に代表される近年の情報産業ビルでは電力密度が極度に高いことがわかる。

〈2.2.2〉契約電力に対する進相コンデンサおよび自家発電機容量

図3は、このようなビルにどの程度の容量の力率改善用進相コンデンサが設置されているのかを調べたものである。多少の例外はあるが、契約電力のほぼ50～60%の容量を備えていることがわ

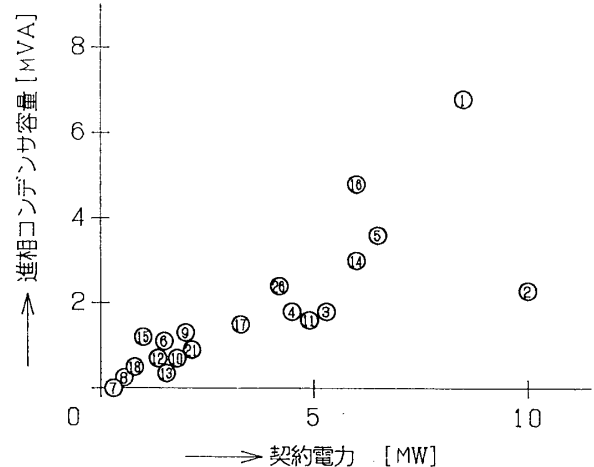


図3 ビルの契約電力に対する進相コンデンサ容量

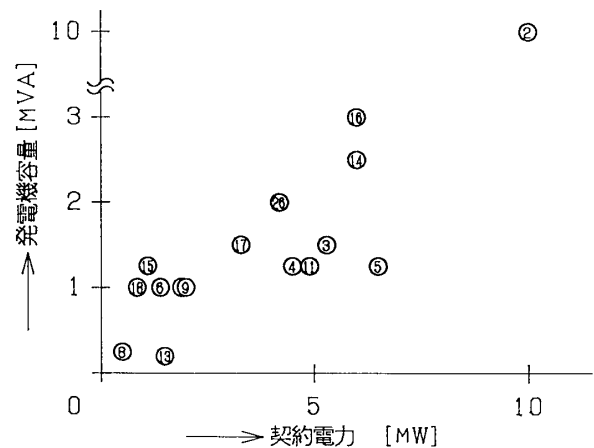


図4 ビルの契約電力に対する自家発電容量

かる。

図4は自家発電機の容量を調べたものである。こちらは用途によりかなりの差が見られ、契約電力に対して10%程度から100%のものまでであるが、総じて20～30%程度のものが多い。

〈2.2.3〉ビルの種類別に見た電力使用内訳

図5はビルの種類別に電気設備容量の内訳をグラフ化したものである。ここで、影を付けた部分は動力負荷を表しており、これらの接続される配電システムを高周波化することによって特に小形軽量化、省スペース、省材料などの効果が期待できる。ビルの種類により内訳は異なるものの、動力が設備容量全体に占める割合はほぼ50%である。

以上の調査結果の要点を以下にまとめる。

(1) ビルの配電設備の規模は、現状では大口のものでも10～20 MW程度である。但し、今後のビルの超高層化とインテリジェント化に伴う使用電

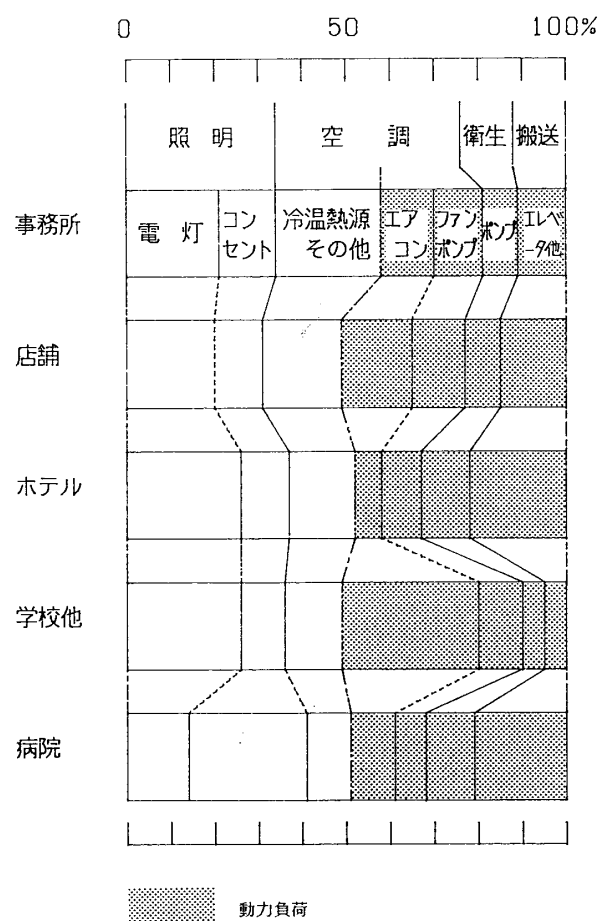


図5 ビルの種類別に見た電力使用内訳

力の増加を考慮すると、更にその規模は増大すると思われる。

(2) ビルでの電力使用の内訳はビルの種類により異なるが、約半分が動力負荷であり、これらの配電システムを高周波化すれば小形軽量化、省スペース、省材料などに及ぼす効果は大きい。

(3) 従来のビルの進相コンデンサ容量は、個々の差はあるにせよ契約電力のおよそ50%と極めて大きい。従って、動力システムを高周波化してこれを電源側力率の良好な変換装置で商用系統と連系すれば、商用系統側に設置すべきコンデンサ容量を大幅に低減できる可能性がある。但し、高周波側に新たにコンデンサが必要となるが周波数の高い分だけ小形化が期待できる。

(4) 自家発電に関しては、ほとんどのビルでは停電時に最低限のビルの機能を維持するための非常用電源として位置づけられているに過ぎない。しかし、近年のインテリジェントビルでは停電時も100%の電力を自給できるビルも現れている。

更に、将来は太陽電池や燃料電池などの新エネルギーシステム、フライホイールや超電導コイルを用いたエネルギー貯蔵システムなどが実用化されるのに伴って、これらを組み合わせた分散電源形の配電システムを考えていく必要がある。

3. 高周波配電に適した周波数変換方式

3.1 周波数変換装置の具備すべき条件

高周波配電システムを商用周波の高圧バスまたは商用系統に連系するためには周波数変換装置が不可欠である。その際に、給電対象となる負荷の性格により要求される周波数、容量、電力の質も異なってくるため、個々の要求に応じた変換方式の選択が必要となる。ここでは前章での検討結果に基づいて、10 MW級程度の装置を前提とした時に周波数変換装置に要求される一般的な条件を以下に整理する。

(1) 大容量：現状の技術レベルで10 MW級が実現可能であり、高い信頼性が約束されている方式であること。

(2) 高効率：負荷時はもとより、常時稼動状態にあるため無負荷損失も少ない方式であること。

(3) 入出力波形の制御性：商用電源側では高調波が少なく、理想的には力率1での運転が可能であること。一方、配電系統側では負荷の発生する障害電力(無効電力、高調波および逆相電力など)を補償し、定常的にも過渡的にも安定した電圧、周波数、歪の少ない電圧波形を保持できること。

(4) コンパクト性：都市部の地価高騰の折、建築空間の有効利用の観点から極力フィルタや変圧器類が少ない方式が望ましい。

(5) 経済性：(4)と併せて、装置自身の初期投資、維持費がより安価であること。

上記の内、(1)から(3)は主として半導体素子の定格と電力変換回路の回路方式(トポロジー)に依存する。(4)はこれらに加え素子のパッケージングや実装技術にも大きく左右される。(5)については半導体とL、C等の受動要素とのコストのかねあい、冷却設備コストなど一概には評価できないため、メーカー等による具体的なケーススタディーの結果を待たねばならない。以下では、(1)

～(3)の観点に絞って変換装置の比較検討を行う。

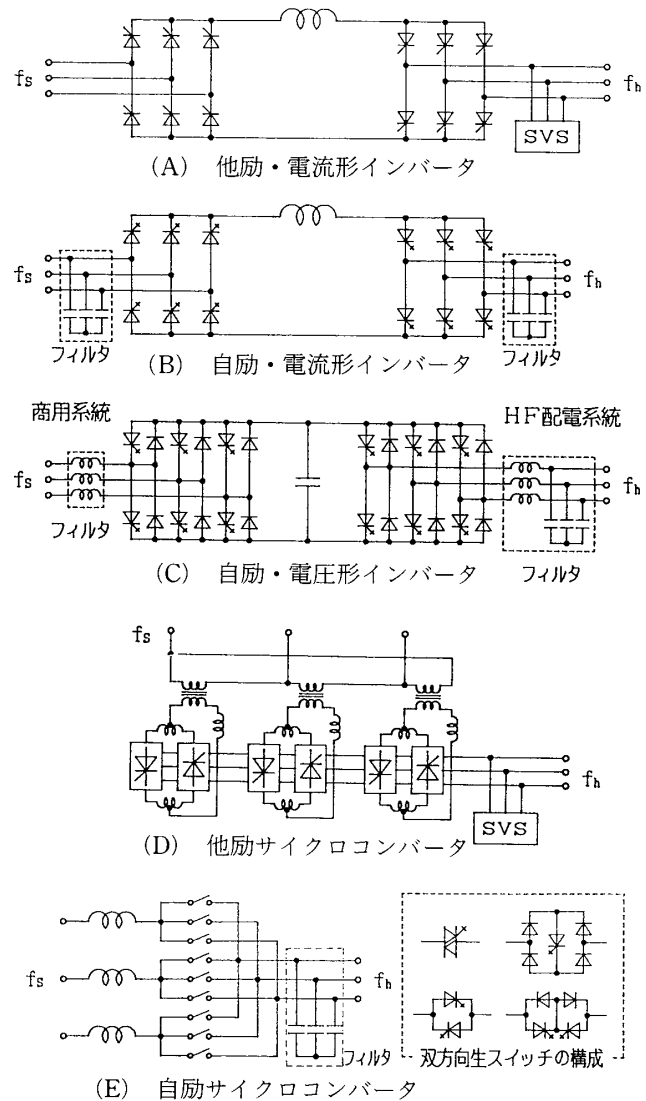
3.2 周波数変換装置の回路方式と制約

三相 (AC)-三相 (AC) 電力変換方式を、間接変換/直接変換、電流形/電圧形、他励変換/自励変換の違いに着目して分類すると、回路構成は図6の[A]～[E]の5方式に大きく分類できる。ただし、電流形サイクロコンバータ (CSCC) は方式としては可能であるが、多重化を行わない限り商用系統側の波形が悪く、電圧形のサイクロコンバータ (VSCC) に比べて利点が少ないと思われるのでここでは除外した。これらを基本形として、変換装置ユニットの縦続/並列接続による多重化、PWMの適用、循環電流の利用、あるいは二方式の組合せなど、様々なオプションが存在する。

ここで、[A] [D] 方式に用いられている SVS (Static Var Source) とは、広い意味での静止無効電力供給装置をさす。この中には、サイリスタ制御リアクトル (TCR: Thyristor Controlled Reactor)、サイリスタタップ切換コンデンサ (TSC: Thyristor Switched Capacitor) のほか、電力変換装置を用いた電流形および電圧形の無効電力発生装置 (SVG: Static Var Generator) などが含まれる。

一方、これらの変換装置を構成するための電力用半導体素子の開発動向を考えると、今後も、① IGBT (Insulated Gate Bipolar Stansistor) や MCT (MOS-Controlled Thyristor) などの自己消弧素子に見られる複合素子技術、②素子構造の微細加工技術、③ SIT (Static Induction Transistor) や SITH (Static Induction Thyristor) など新しい原理の半導体開発技術などに支えられて、より「大容量化」「高速化」「低損失化」「低制御電力化」を目指して進展していくと思われる。近い将来これらの条件を満足する自己消弧素子の登場も夢ではない。しかし、10 MW 級の大容量装置への適用を前提とする時、現状ではサイリスタまたは GTO (Gate Turn-Off thyristor) のいずれかを選択することになるとと思われる。

[A]～[E]の変換方式において、[A] [D] は他励方式であるため高速サイリスタが不可欠である。GATT (Gate Assisted Turn-off Thyristor)



SVS (Static var source) の構成・・・方式 (A) (D)

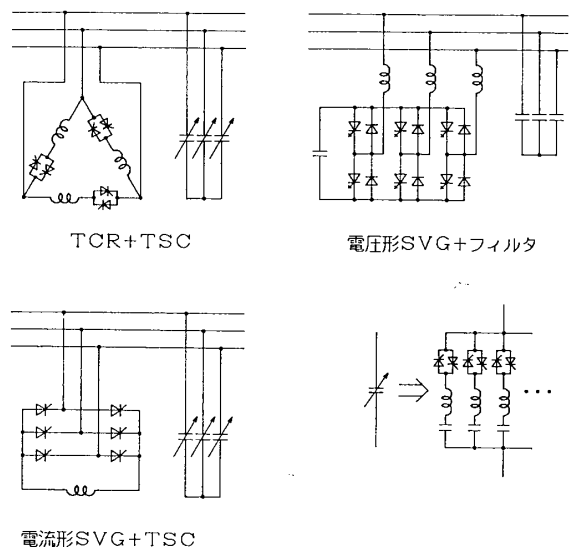


図 6 周波数変換装置の回路方式

をはじめとする高速サイリスタの開発は現在低調ではあるが、高周波配電システムでの需要が伸びれば開発の促進が十分に期待できるため、現段階では技術的な問題が最も少ないと考えられる。

[B] [C] の自励インバータを GTO により構成する場合、高周波側の基本波を 500 Hz 程度で運転することを考えると、PWM の適用には動作周波数の点でまだ不十分であるため、多重化は避けられない。また両者を比べると、[B] の電流形では逆阻止形 GTO が必要であるのに対し、[C] の電圧形では逆導電形または逆導通形 GTO が使える点で有利と思われる。

[E] の自励サイクロコンバータにおいても高周波側のフィルタを小形化しようとするれば、PWM インバータと同等または更に高い周波数でのスイッチングが要求されるため、10 MW 級への適用は現段階では無理があり、その実現には大容量 IGBT もしくは MCT 等の次世代の素子の開発を待たねばならないであろう。

3.3 サイクロコンバータ方式とインバータ方式の比較

以上に述べたように、変換装置の入出力波形と力率の良好さ、装置の製作実績、現在の素子の開発状況などを考えあわせると、[C] の電圧形自励インバータを多重化する方式、または [D] の他励サイクロコンバータ方式が有望であろうと思われる。そこで、更に別の角度から両方式の比較を行なう。

サイクロコンバータ (CC) 方式をインバータ方式と比較する場合、最大の特徴は通常の転流ターンオフサイリスタを用いることができることであるが、回路構成特有の利点として、次の点をあげることができる。

(1) インバータ方式の電力変換が AC → DC → AC の間接変換 (2 段) であるのに対し、CC 方式は AC → AC の直接変換 (1 段) であるため、より高い電力変換効率が期待できる。

(2) 大容量変換装置を考える時、インバータ方式で PWM を行うことは容易ではなく、波形改善には多重化が不可欠の技術となる。これに対し、CC 方式では 6 パルスブリッジ接続 CC を用いれ

ば、電源側において HF 側周波数の 6 倍のスイッチングを行うことができ、多重化しなくても良好な波形が期待できる。

そこで、これらの点について簡単なモデルに基づいて定量的な評価を行い、CC 方式の優位性を明らかにする。

<3.3.1> 素子の導通損失の比較

以下では [C] [D] の 2 方式において最大変換電力を等しく設計した場合の素子損失 (順方向電圧降下に起因する導通損失) が占める割合を比較する。なお、比較のため従来最もオーソドックスである [A] 方式についても併せて検討する。

但し、検討にあたって以下の仮定を設ける。

- (1) 素子に依らず電圧降下は一律に V_D とする。
- (2) 素子以外の構成要素 (変圧器, リアクトル, コンデンサ) での損失を無視する。
- (3) 負荷力率を $\cos \phi_L = 0.8$ (遅相) とする。

紙面の都合により、ここでは [D] 方式を例に詳しい説明を行い、他の方式については結果のみを示すものとする。

図 7 に他励サイクロコンバータ方式の主回路構成を示す。CC の出力電圧比を次式で定義し 0.8 と仮定する。

$$r = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{V_s}{V_h} = 0.8 \quad (1)$$

電源電流を正弦波とし力率を $\cos \phi_s = 1$, かつ CC は通常之余弦波制御法によって対称制御されるものとする。HF 側から見た CC の基本波力率は

$$\cos \phi_{con} \doteq 0.8 r = 0.64 \quad (2)$$

で与えられる。また、素子の規格化順方向電圧降下 ε を次式で定義するものとする。

$$\varepsilon = V_D / \sqrt{2} V_h \quad (3)$$

いま、最大電力変換時において HF 側のコンデンサに並列に接続された無効電流源 (TCR または電流形 SVG) または CC 自身の循環電流に起因する無効電流が $I_{SVS} = 0$ となるよう設計されているものと考え、変換電力 P および素子導通損失 P_D は次式で与えられる。

$$P = P_m = \sqrt{3} V_s I_{sm} \quad (4)$$

$$P_D = (0.45 I_{sm} / \sqrt{3}) \times 2 V_D \times 6 \quad (5)$$

表 1 変換装置の構成による素子損失の比較

比較項目		[A] 電流形 他励インバータ	[C] 電圧形 自励インバータ	[D] 他励 サイクロコンバータ
変換段数		2 (間接変換)	2 (間接変換)	1 (直接変換)
素子数		Thyristor 12	GTO 12 Diode 12	Thyristor 36
HF 側コンデンサ容量 Q_c/P_m (p.u.)		1.50	不要	1.88 余弦波変調 対称制御時
素子 損失率	$P=P_m$ 時	5.24 ε	4.96 ε	3.33 ε
	$P=0$ 時	1.91 ε (TCR)* 3.14 ε (SVG)*	0	2.48 ε (TCR)* 4.08 ε (SVG)* 5.41 ε (Icc)*
上記以外に考慮すべき 損失要因		直流リアクトル抵抗損 失	素子電圧降下 GTO> Thyristor	循環電流リアクトル抵 抗損失
備考		●電源側の波形と力率 が悪い ●多重化必要	●大容量装置ではキャ リア周波数に制約あ り ●スナバ損失大 ●多重化必要	●循環電流リアクトル の表皮効果の対策必 要 ●多重化しなくても波 形良好

*) 但し, HF 側コンデンサ容量の切換えを行なわない場合の損失. 無負荷時にコンデンサ容量を減らすことにより無負荷損失を低減することが可能である.

る程度の低減が可能である.

〈3.3.2〉 商用系統側電流波形のひずみ率の比較

一般に CC 方式は波形が良好であると言われるが, ここではその根拠を示すために, 商用系統側で多重化を行ったインバータ方式との波形比較を行う.

図 8 (a) は比較を行う際の回路構成を示している. 正弦波電圧出力の電源と変換器 (電圧形の多重変換器および CC 変換器) が絶縁用の変圧器とフィルタ用のリアクトル (容量は $L=0.1$ [p. u.]) を介して接続されている.

同図において, n 次の高調波電圧を V_n とすると n 次の高調波電流 I_n は

$$I_n = \frac{V_n}{\omega_n L} = \frac{A_n V_1}{n \omega_1 L} \quad (13)$$

で表される. 但し, A_n は変換器入力端の高調波電圧 V_n の基本波電圧 V_1 による規格化値である. また, 基本波については $L=0.1$ [p. u.] の仮定より次式が成立する.

$$\omega_1 L I_1 = 0.1 V_1 \quad (14)$$

(14) 式を (13) 式に代入すると I_n は次式となる.

$$I_n = \frac{A_n V_1}{n \cdot 0.1 V_1} I_1 = 10 \frac{A_n}{n} I_1 \quad (15)$$

従って, 電流のひずみ率 THD は次式となる.

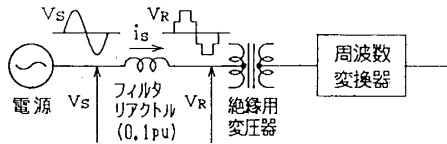
$$\begin{aligned} \text{THD} &= \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum I_n^2} \\ &= 10 \sqrt{\sum (A_n/n)^2} \end{aligned} \quad (16)$$

上式より THD を求めるには A_n の値を知らなければならない. 多重化方式の場合, 多重化の数 m が与えられると変換器の入力電圧は次式で表される.

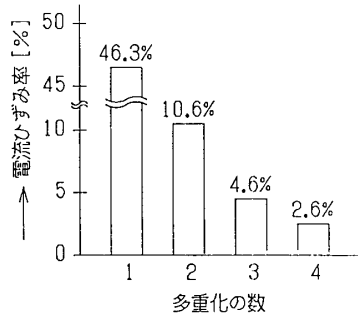
$$\begin{aligned} v &= mK \left[\sin \theta + \sum_{i=1}^{\infty} \left\{ \frac{\sin(6mi-1)\theta}{6mi-1} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{\sin(6mi+1)\theta}{6mi+1} \right\} \right] \end{aligned} \quad (17)$$

但し,

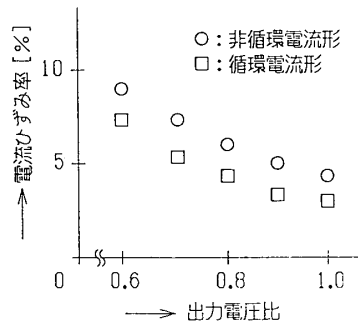
$K = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_{DC}$, V_{DC} : 変換器の直流側電圧
従って, A_n の値は次式で与えられる.



(a) 電源側回路構成



(b) 多重化インバータにおける多重化数と電流ひずみ率の関係



(c) ブリッジ接続サイクロコンバータにおける出力電圧比と電流ひずみ率の関係

図8 多重化インバータとサイクロコンバータにおける電源側電流ひずみ率の比較

$$A_n = \frac{1}{6mn \pm 1} \quad (18)$$

(18) 式を (16) 式に代入して電流のひずみ率を求めたものが図8 (b) である。

一方、CC 方式の電圧高調波については文献 (12) に解析結果が数表にまとめられているのでこれに基づいて図8 (c) の電流ひずみ率 THD を算出した。但し、周波数変換比(高周波側周波数/低周波側周波数)を 10 と仮定した。

CC の転流余裕角を考慮して出力電圧比 r を 0.8 とした場合、電流のひずみ率の値は循環電流形で 4.6% となり、これはほぼ多重化の数が 3 の場合のインバータ方式に相当することがわかる。このように CC 方式では多重化を行わなくても入力波形が良好なので、商用系統側の多重化変圧器を省くことができる分だけ有利である。なお、

上記の検討では CC の周波数変換比を 10、電源側フィルタインダクタンスを 0.1 [p. u.] と仮定したが、これらは電源側電流の THD に対して逆比例の関係で影響を与えることがわかっているので、これを考慮すれば任意の周波数比、フィルタインダクタンス値に対すしても図8の結果を利用できる。

以上、3.3 では素子損失と動作波形の観点から多重化電圧形インバータ方式と他励サイクロコンバータ方式を比較し、後者の方が最大負荷時の損失が少ないこと、多重化しなくてもインバータの場合の多重化数 3 に相当する電源電流波形が得られることを明らかにした。CC 方式では HF 側に比較的容量の大きい進相コンデンサが必要であるが、これは無効電力源であると同時に高調波フィルタの働きも兼ねるため、インバータの場合にも高調波フィルタが不可欠であることを考慮すると必ずしも欠点とは言えない。フィルタ容量については更に評価を行なう必要がある。

4. 結 論

半導体スイッチ素子を用いた変換装置で発生する高調波、無効電力成分の除去だけでなく、自然エネルギーの有効利用、受電電力の平準化という観点からも高周波配電方式は有効である。

この方式の実現の成否の鍵の一つが商用系統と高周波配電系統とを連系する大容量周波数変換装置であり、現状では高周波他励サイクロコンバータ方式が有力な候補の一つと考えられる。しかし、周波数変換装置は電力用半導体スイッチ素子に大きく依存しており、自己消弧形素子の特性の向上によっては自励インバータ、自励サイクロコンバータも検討する必要がある。

高周波配電システムの実用化は、電力の有効利用という点ばかりでなく、高周波機器の開発はもちろん、磁性材料や絶縁材料など広い産業分野にわたって大きな影響をもたらすので、装置、システム、制御方式、材料など様々な観点から総合的に研究が進められるべきである。

文 献

- (1) 竹内：「電気機器設計学」オーム社 (1987)
- (2) 渡辺, 水上：「新コンビナートに 200 Hz 電力方式を導入する提言」, 電気学会誌, Vol. 90, 967 (1970)
- (3) 松井, 深尾：「高周波配電用サイクロコンバータの負荷特性」, 昭和 58 年電気学会全国大会 No. 602 (1983)
- (4) 深尾, 松井, 千葉：「高周波電源用サイクロコンバータの動作限界と商用系統側特性」, 電気学会論文誌 Vol. B-106, 571 (1986)
- (5) T. Fukao and M. Matsui, "Basic Characteristics of Cycloconverter for Linking Commercial and High Frequency Distribution Lines", IEEE Trans. Industrial Application, Vol. IA-23, No. 5, 927 (1987)
- (6) 成, 松井, 深尾：「循環電流断続モードで動作する高周波サイクロコンバータの振舞いと循環電流制御法」, 電気学会論文誌 Vol. D-109, 243 (1989)
- (7) M. Matsui and T. Fukao, "Detecting Method of Active Reactive Negative-Sequence Powers and Its Application", IEEE Trans. Industrial Application, Vol. IA-26, No. 1, 99 (1990)
- (8) M. Matsui and T. Fukao, "Modeling and Decoupling Output Voltage Control of High-Frequency Base Cycloconverter with Circulating Current", 1992-IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec., 894 (1992)
- (9) 塚畑, 高橋：「500 Hz 送電系統 (第 1 報) 電力変換装置の構成」, 昭和 58 年電気学会東京支部大会 No. 222 (1983)
- (10) I. Takahashi and G. J. Su, "A 500Hz Power System—Power Converter and Transmission Lines—", 1989-IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec., 988 (1989)
- (11) I. Takahashi and G. J. Su, "A 500Hz Power System —Applications—", 1989-IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec., 996 (1989)
- (12) B. R. Pelly, "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters", Willey Interscience (1971)