

三重大学大学院工学研究科 修士論文

低周波マイクログリッドシステムにおける
負荷電圧制御に関する研究

平成 28 年度

三重大学大学院工学研究科 博士前期課程
電気電子工学専攻 電気システム工学講座

青木 啓太

目次

1 章 序論	4
1.1 本研究の背景	4
1.1.1 系統連携型マイクログリッド	4
1.1.2 マトリクスコンバータにおける従来研究	5
1.1.3 マトリクスコンバータによるマイクログリッドの性能向上	6
1.2 本研究の目的・課題	8
1.3 本論文の構成	9
2 章 配電用マトリクスコンバータの電力変換方式	10
2.1 主回路構成	11
2.2 座標変換方式による単相 MC の制御法	12
2.2.1 制御関数	12
2.2.2 入出力電圧，電流の関係	14
2.3 PWM パターンの生成	17
2.4 理想スイッチによる負荷電圧，電源電流のシミュレーションによる検証	19
2.4.1 シミュレーション条件	19
2.4.2 シミュレーション結果	21
3 章 単相 MC の入出力電圧・電流位相解析	23
3.1 出力側合成インピーダンスの近似	24
3.2 のこぎり波比較変調方式における高調波成分の解析	25
3.2.1 スイッチング関数	25
3.2.2 シミュレーション結果（出力電流）	29
3.3 三角波比較変調方式における高調波成分の解析	31
3.3.1 スイッチング関数	31
3.3.2 シミュレーション結果（出力電流）	34
3.4 高調波成分による影響を考慮した入力電流	36
3.4.1 高調波成分による基本波の生成	36
3.4.2 入力電流の近似式	38
3.4.3 シミュレーション条件	39
3.4.3 シミュレーション結果	41

4 章 負荷電圧の振幅，位相制御法	43
4.1 提案する振幅，位相制御法	43
4.1.1 振幅，位相制御法の基本原理	43
4.1.2 瞬時負荷電圧算出法	44
4.1.3 振幅，位相制御系	46
4.2 振幅，位相制御法のシミュレーションによる検証	48
4.2.1 電源電圧変動	48
4.2.1.1 シミュレーション条件	48
4.2.1.2 シミュレーション結果	48
4.2.2 負荷変動	52
4.2.2.1 シミュレーション条件	52
4.2.2.2 シミュレーション結果	52
4.2.3 電源電圧及び負荷変動	55
4.2.3.1 シミュレーション条件	55
4.2.3.2 シミュレーション結果	55
4.2.4 提案した制御法の問題点および有用性の検討	58
5 章 単相 MC の入力電流歪みの抑制(PPF)	59
5.1 PPF の設計	59
5.1.1 PPF のパラメータ算定	59
5.1.2 シミュレーション結果	61
6 章 結論	62
6.1 まとめ	62
6.2 今後の課題	63
付録 A	64
参考文献	68
論文目録	69
謝辞	70

第 1 章 序論

1.1 本研究の背景

1.1.1 系統連系型マイクログリッド

近年、現在の主となっている電力の発電方法に起因する燃料の枯渇、炭酸ガスの排出など環境への影響は国際的な課題と成りつつある。このため風力、太陽光あるいはバイオマス等の自然エネルギーによる分散型電源が注目されている。そして、このような分散型電源と負荷をもつ、小規模系統でオンサイトなエネルギーネットワークであるマイクログリッドが注目されている。

マイクログリッドは、電力貯蔵システム等と組み合わせて使用することで分散型電源の発電量を需要状況に合わせて制御できるため、電力の地域自給が可能で、エネルギー効率も良い。また、オンサイトであるため、送電線で長い距離を送電する必要がなく、送電設備投資の削減および送電損失の低減が期待できる。

マイクログリッドに接続される分散型電源、特に自然エネルギーによる電源は自然環境に大きく依存する。自然エネルギー発電システムで発電された電力はパワーコントロールシステム（PCS）により AC-DC 変換し、マイクログリッド内の配電システムに送電する。系統連系する場合、自然エネルギー発電によって発生する数 Hz の脈動電圧による電力系統の品質の悪化を防ぐために、電力系統とマイクログリッドの連携点に変動電力補償システムを組み合わせる。また需要家に供給する電力を一定にするためにも、需要家近辺に変動電力補償システムが必要である。

1.1.2 マトリクスコンバータにおける従来研究

現在，マトリクスコンバータは文献[1]のような，入力側を三相電源，出力側を三相モータとした，モータ駆動装置として用いられる場合が多い。文献[2]は，入力側を単相電源，出力側を三相モータとした，単相/三相用マトリクスコンバータを提案している。文献[3]は，風力発電システムと系統との連系部分にマトリクスコンバータを導入しており，モータ駆動とは異なった用途となっている。また系統連系用として，文献[4]は，50Hz の交流電圧を 60Hz の電圧に変換するためマトリクスコンバータを使用している。

ここで，これらの参考文献は全て出力側を特定負荷としている。本研究で扱う配電用マトリクスコンバータは，出力側が不特定負荷となる。この点が他の研究で扱われるマトリクスコンバータとの違いである。そこで，出力側を不特定負荷とした，配電用マトリクスコンバータの研究を行なう。

1.1.3 マトリクスコンバータによるマイクログリッドの性能向上

Fig. 1.1 に系統連系型マイクログリッドの構成を示す。

現在、配電系統の需要端において、電力系統の三相 3 線式 6600V 系から需要家側の単相 3 線式 100V 系への設置系および電力変換の際に、一般的には柱上トランスが用いられる。しかし柱上トランスには、電力系統の電力が変化した際に需要家に一定の電圧を供給する電圧制御能力がない。そのため、自然エネルギー発電によって発電量が増減した場合に生じた電圧変動および系統インピーダンスによって生じた電圧下降に対して需要家に一定の電力を供給することができない。

そこで、柱上トランスの置き換えとしてマトリクスコンバータ（以下 MC と省略）の利用が提案されている^[4]。マトリクスコンバータは、入力三相交流を任意の大きさ、周波数を持つ交流に変換する次世代電力変換器である。また、一般的な三相/三相電力変換器である整流器-インバータ、コンバータ-インバータ方式と比べ、中間に大容量の電解コンデンサを持たず、小型化、省スペース化に有利である。更に、マトリクスコンバータは変圧器が有しない電圧制御能力を有するため、需要家に供給する電圧の振幅、周波数を一定に制御できる。これにより、マイクログリッド内の配電システムにおける電圧変動を許容することができるため、需要家付近の変動電力補償システムが不要となり、配電システム全体の変動電力補償システムの補償容量の低減化が図れる。さらに、柱状トランスと比較して小型化、省スペース化が期待できる。

しかしマトリクスコンバータを用いて需要家の単相 3 線式へ変換するためにはマイクログリッドに中性線が必要である。そこで、電力系統の受電設備において、マイクログリッド内に三相 4 線式 400V 系を構築する。そして変圧器の置き換えとして、配電用三相/単相マトリクスコンバータの導入が提案されている^[5]。以下配電用三相/単相マトリクスコンバータを単相マトリクスコンバータ（単相 MC）と略す。

一般的なマイクログリッド内には送電系統と等しい周波数を用いる。しかし、本研究では配線インピーダンスによる電圧降下の低減という利点から、文献[6]により提案したマイクログリッド内の周波数を 10Hz とした場合を想定する。

Fig. 1.2 に提案する系統連系型マイクログリッドの構成を示す。

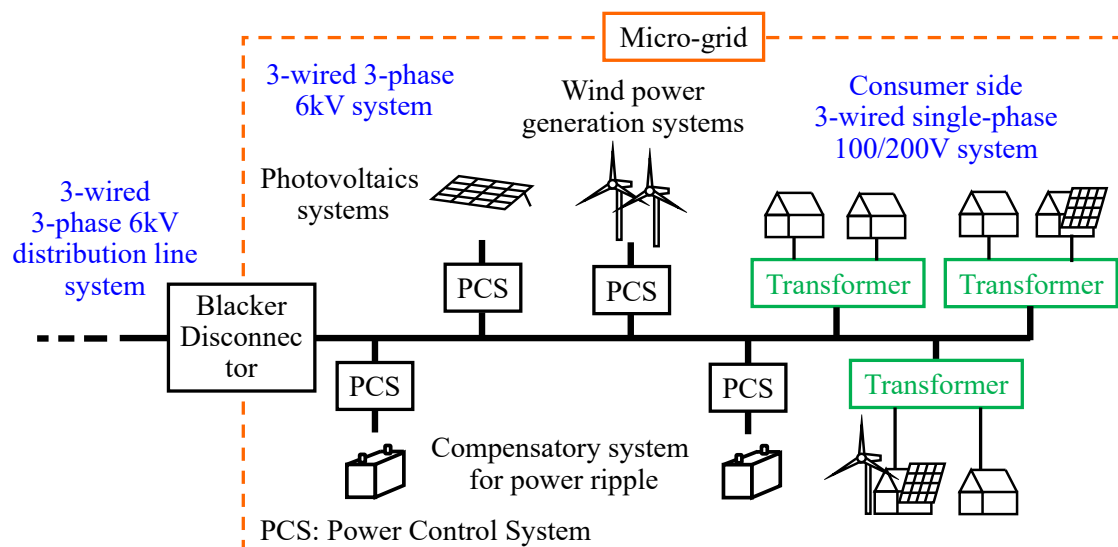


Fig. 1.1 一般的な系統連系型マイクログリッド

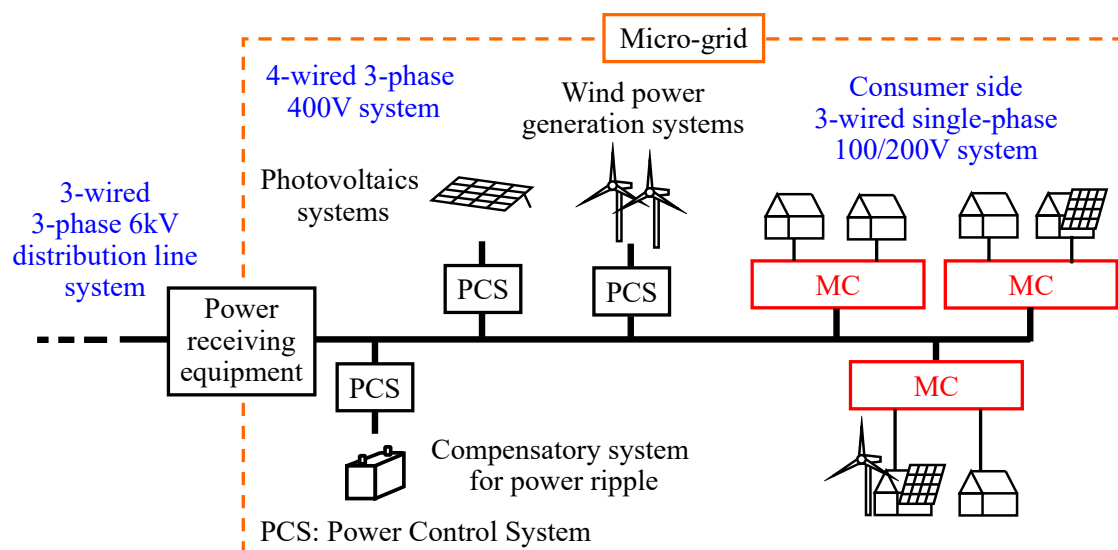


Fig. 1.2 提案する系統連系型マイクログリッド

1.2 本研究の目的・課題

本研究の目的は、配電用マトリクスコンバータを用いた系統連系型マイクログリッドを構築することである。

本論文では、まず文献[7]で発見された入力電流の基本波位相のずれの原因を解明する。今までの単相 MC の研究において、スイッチングにより発生する高調波成分に関して詳細な解析が行われていなかった。そこで、位相ずれの原因を解明していくにあたり、複数のスイッチング方式により発生する高調波成分の解析を行い、新たに高周波成分を含めた制御関数の定式化を行った。また、マイクログリッド内の電圧が変動した際には、需要家に一定電圧を供給することが困難となるため、前任者による文献[8]では、定常状態及び過渡状態において負荷電圧制御法が提案された。しかし、過渡状態において、実用的な制御応答が確保されておらず、応答性の良い制御法の検討が課題となっている。そこで単相 MC の座標変換方式の特性を活かした制御法を提案し、定常状態及び過渡状態においての有効性を確認する。

1.3 本論文の構成

本論文は6章から構成される。

第1章では、本研究の背景と目的を示した。

第2章では、配電用マトリクスコンバータの主回路構成と電力変換方式を説明した。

第3章では、単相MCの入出力電圧、電流の位相解析を行い、制御関数を再定義した。

第4章では、瞬時負荷電圧の算出法を新たに提案し、有効性をシミュレーションにより検証した。

第5章では、単相MCを接続することに起因した、入力電流歪みを取り除くPPFを設計し、有効性をシミュレーションにより確認した。

第6章では、本研究の進捗と今後の課題をまとめる。

第2章 配電用マトリクスコンバータの 電力変換方式

本章では，配電用マトリクスコンバータの主回路構成と電力変換方式について述べる。最初に 2.1 節において，配電用マトリクスコンバータの主回路構成について述べる。次に 2.2 節において，座標変換方式における制御関数を用いた入出力電圧，電流の関係を示す。2.3 節では，制御関数からスイッチングパターンを求めるための，PWM パターンの生成について説明する。2.4 節では，理想スイッチを用い，負荷電圧，電源電圧波形をシミュレーションにより検証する。なお，2.1 節に示す主回路構成は文献[9]で，2.2 節に示す制御法は文献[10]で既に提案されたものであるため，詳細はこれらの文献を参考にされたい。

2.1 主回路構成

Fig. 2.1 に単相 MC の主回路構成を示す。[9]

Fig. 2.1 の回路は、理想的なマイクログリッドを想定した三相 4 線式 400V 系から、需要家を想定した単相 3 線式 100/200V 系へ変換するシステムである。また主回路は、対称三相交流電源、入力 LC フィルタ、6 つの双方向スイッチ、出力 LC フィルタ、3 つの単相負荷から成り立ち、入出力フィルタのコンデンサと単相負荷および三相交流電源は同一中性点に接地する。

双方向スイッチは、入力相の 1 相に対して各々の出力相の間に設けられ、これらの双方向スイッチを切り換え、出力相に接続する入力相との ON 時間を選択することにより、電源から任意の振幅、位相、周波数を持つ電圧を直接出力することができる。

入力フィルタは、PWM によりパルス化された入力電流の高調波成分を除去するために設置し、出力フィルタは、出力電圧の高調波成分を抑制するために設置する。

負荷 A,B には 100V、負荷 C には 200V の電圧を供給しなければならない。そこで、負荷 A,B に振幅 100V、位相差 180deg の電圧を供給することで、負荷 C に 200V の電圧を供給する。以下、本論文では負荷 C を省略する。

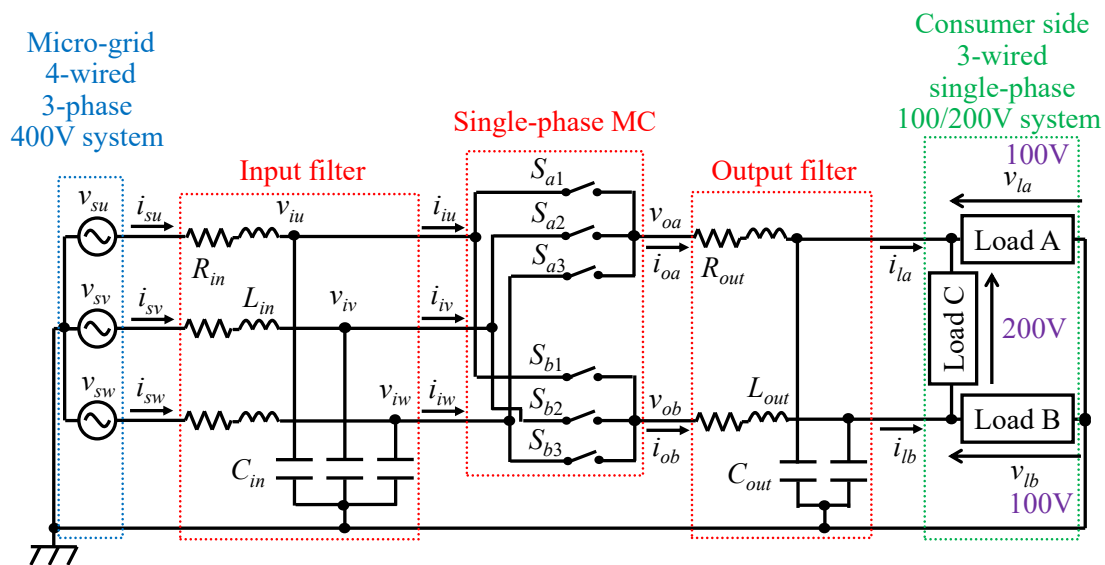


Fig. 2.1 中性線を持つ三相/単相用マトリクスコンバータの主回路構成

2.2 座標変換方式による単相 MC の制御法

2.2.1 制御関数

双方向スイッチ $S_{a1} \sim S_{b3}$ は電源側の短絡, 及び負荷のリアクトルの還流経路を確保するため, 負荷端の開放が生じないようにスイッチングを行う必要がある。よって, 同一出力相に接続される双方向スイッチは, 1 つは必ず ON させるが 2 つ以上は ON させない。

Fig. 2.2 にスイッチングパターンの例を示す。

また, PWM 制御の際の ON-duty を連続関数とし, 制御周期 T_s 内の双方向スイッチ $S_{a1} \sim S_{b3}$ の ON 時間の割合で定義する。これを「制御関数」と呼び, それぞれ $a_1 \sim b_3$ とする。これを式で表すと, 例えば a_1 については(2.1)式となる。

$$a_1 = \frac{(T_s \text{ 内の } S_{a1} \text{ のオン時間})}{T_s} \dots\dots\dots (2.1)$$

また, 双方向スイッチの ON-duty の定義より(2.2), (2.3)式が成り立つ。

$$\left. \begin{array}{l} a_1 + a_2 + a_3 = 1 \\ b_1 + b_2 + b_3 = 1 \end{array} \right\} \dots\dots\dots (2.2)$$

$$0 \leq a_n \leq 1, \quad 0 \leq b_n \leq 1, \quad n = 1, 2, 3 \dots\dots\dots (2.3)$$

単相 MC の出力電圧 v_{oa}, v_{ob} の T_s 内の平均値を $\bar{v}_{oa}, \bar{v}_{ob}$ とすると, 入出力電圧には (2.4)式の関係がある。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{oa} \\ \bar{v}_{ob} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{iu} \\ v_{iv} \\ v_{iw} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4)$$

ここで、制御関数により単相 MC の出力電圧が決定された場合、入力電流も一意に決定される。これは間接型電力変換器と異なり、入出力が直接接続されているためである。よって、入力電流 i_{iu}, i_{iv}, i_{iw} の T_s 内の平均値を $\bar{i}_{iu}, \bar{i}_{iv}, \bar{i}_{iw}$ とすると(2.5)式の関係がある。

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{iu} \\ \bar{i}_{iv} \\ \bar{i}_{iw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & b_1 \\ a_2 & b_2 \\ a_3 & b_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.5)$$

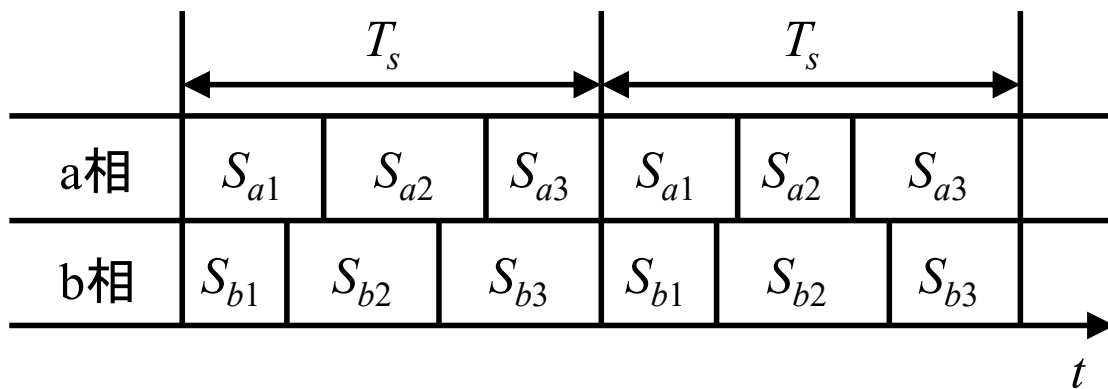


Fig. 2.2 スイッチングパターンの例

2.2.2 入出力電圧，電流の関係

単相 MC の制御関数には，仮想 AC/DC/AC 変換方式と，座標変換方式があるが，本論文では座標変換方式を使用する。^[7]

座標変換方式による制御関数を(2.6)式に示す。

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} A_a \cos\{(\omega_i + \omega_o)t - \varphi_a\} & A_a \cos\{(\omega_i + \omega_o)t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_a\} & A_a \cos\{(\omega_i + \omega_o)t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_a\} \\ A_b \cos\{(\omega_i + \omega_o)t - \varphi_b\} & A_b \cos\{(\omega_i + \omega_o)t + \frac{\pi}{3} - \varphi_b\} & A_b \cos\{(\omega_i + \omega_o)t + \frac{5\pi}{3} - \varphi_b\} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} h_u & h_v & h_w \\ h_u & h_v & h_w \end{bmatrix} \\
 & \dots\dots\dots (2.6)
 \end{aligned}$$

A_a, A_b は振幅変調率であり，入力電圧から出力電圧の振幅の大きさを決定するパラメータである。 ω_i は入力角周波数， ω_o は出力角周波数である。 φ_a, φ_b は u 相の電源電圧 v_{us} の位相を基準としたときの出力電圧位相の指令値となり，3 章の振幅，位相制御法で用いるパラメータとなる。 h_u, h_v, h_w は h 関数である。 h 関数は，出力電圧の零相分を決定する関数であり，(2.2) 式を満たすよう導入した関数となる。よって，(2.2) 式より，(2.7) 式が成り立つ。

$$h_u + h_v + h_w = 1 \dots\dots\dots (2.7)$$

以降，電源電圧式から出力電圧式の導出を行なう。単相 MC の電源電圧 v_{su}, v_{sv}, v_{sw} を(2.8) 式に示す。

$$\begin{bmatrix} v_{su} \\ v_{sv} \\ v_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \cos(\omega_s t) \\ V_s \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \\ V_s \cos(\omega_s t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.8)$$

V_s は電源電圧振幅であり， ω_s は電源角周波数である。

単相 MC の入力電圧 v_{iu}, v_{iv}, v_{iw} を対称三相交流電圧と仮定し，(2.9) 式に示す。

$$\begin{bmatrix} v_{iu} \\ v_{iv} \\ v_{iw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i \cos(\omega_i t - \delta) \\ V_i \cos(\omega_i t - 2\pi/3 - \delta) \\ V_i \cos(\omega_i t + 2\pi/3 - \delta) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.9)$$

V_i は入力電圧振幅, δ は入力電圧の位相角である。

(2.4)式に(2.6),(2.9)式を代入すると, 単相 MC の出力電圧 $\bar{v}_{oa}, \bar{v}_{ob}$ は(2.10),(2.11)式となる。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{oa} \\ \bar{v}_{ob} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} V_i \begin{bmatrix} A_a \cos(\omega_o t + \delta - \varphi_a) \\ A_b \cos(\omega_o t + \pi + \delta - \varphi_b) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0 \\ v_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.10)$$

$$v_0 = h_u v_{iu} + h_v v_{iv} + h_w v_{iw} \dots\dots\dots (2.11)$$

v_0 は零相電圧である。単相 3 線式システムでは, v_0 を 0 としなければならないため, (2.7)式の条件より, h 関数は(2.12)式となる。

$$h_u = h_v = h_w = 1/3 \dots\dots\dots (2.12)$$

次に、出力電流から入力電流の導出を行なう。単相 MC の出力電流 i_{oa}, i_{ob} を正弦波と仮定し、(2.13)式に示す。

$$\begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a \cos(\omega_o t + \zeta_a) \\ I_b \cos(\omega_o t + \pi + \zeta_b) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.13)$$

I_a, I_b は出力電流振幅、 ζ_a, ζ_b は出力電流の位相角である。

(2.5)式に(2.6),(2.12),(2.13)式を代入すると、単相 MC の入力電流 $\bar{i}_{iu}, \bar{i}_{iv}, \bar{i}_{iw}$ は(2.14)式となる。

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{iu} \\ \bar{i}_{iv} \\ \bar{i}_{iw} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \left(A_a I_a \cos \{(\omega_i + 2\omega_o)t - \varphi_a + \zeta_a\} + A_b I_b \cos \{(\omega_i + 2\omega_o)t - \varphi_b + \zeta_b\} \right) \\ + A_a I_a \cos \{\omega_i t - \varphi_a - \zeta_a\} + A_b I_b \cos \{\omega_i t - \varphi_b - \zeta_b\} \\ A_a I_a \cos \{(\omega_i + 2\omega_o)t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_a + \zeta_a\} + A_b I_b \cos \{(\omega_i + 2\omega_o)t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_b + \zeta_b\} \\ + A_a I_a \cos \{\omega_i t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_a - \zeta_a\} + A_b I_b \cos \{\omega_i t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_b - \zeta_b\} \\ A_a I_a \cos \{(\omega_i + 2\omega_o)t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_a + \zeta_a\} + A_b I_b \cos \{(\omega_i + 2\omega_o)t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_b + \zeta_b\} \\ + A_a I_a \cos \{\omega_i t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_a - \zeta_a\} + A_b I_b \cos \{\omega_i t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_b - \zeta_b\} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.14)$$

(2.14)式より、入力角周波数 ω_i と出力角周波数 ω_o が等しい場合、入力電流は正相基本波成分と正相三次高調波成分を含むことが分かる。

2.3 PWM パターンの生成

ここでは得られた制御関数 $a_1 \sim b_3$ から, Fig. 2.2 に示したような実際にスイッチを ON/OFF するパターンの求め方を説明する. キャリア周期 T_s とし, 各周期の始めまでに制御関数の値を求めておく. 次に, その値によって T_s 中の各スイッチの ON 時間を配分する. これを行うための手法は様々な研究がされているが, 本研究では制御周期内の平均値を基に電力変換の基本的な特性を扱うので, 基本的なスイッチングパターン作成法であるのこぎり波比較変調方式を用いる. 制御関数とのかぎり波比較方式の一例を Fig. 2.3 に示す. (2.6) 式で示された時間 t の連続関数 a_1 と a_1+a_2 のサンプリング値をのかぎり波比較する. のこぎり波が a_1 の値より小さい時はスイッチ S_{a1} を ON し, a_1 より大きく a_1+a_2 より小さいとき S_{a2} を ON する. また, a_1+a_2 より大きいときは S_{a3} を ON する. この方法により, キャリア周期 T_s 内の $S_{a1}:S_{a2}:S_{a3}$ の ON-Duty は $a_1:a_2:a_3$ となる. スイッチ S_{b1} , S_{b2} , S_{b3} のスイッチングパターンについても同様である.

今回の例では, $S_{a1} \rightarrow S_{a2} \rightarrow S_{a3}$ の順 (b についても同様) でスイッチする方式を示したが, PWM 制御は制御周期内の平均値を満たせばよいので, スイッチの順序に制約はない. よって, 今回は, Fig. 2.4 に示す三角波比較変調方式についても用いることにする.

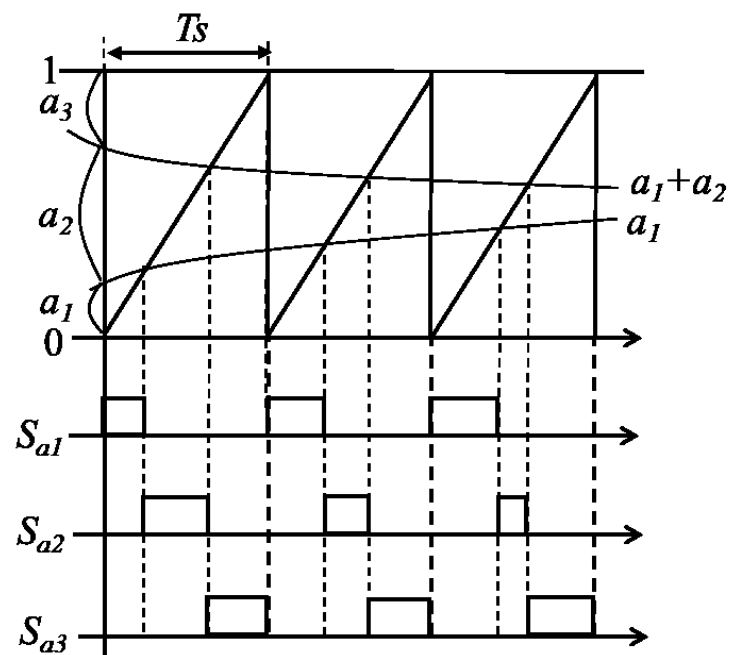


Fig. 2.3 のこぎり波比較による PWM パターンの生成

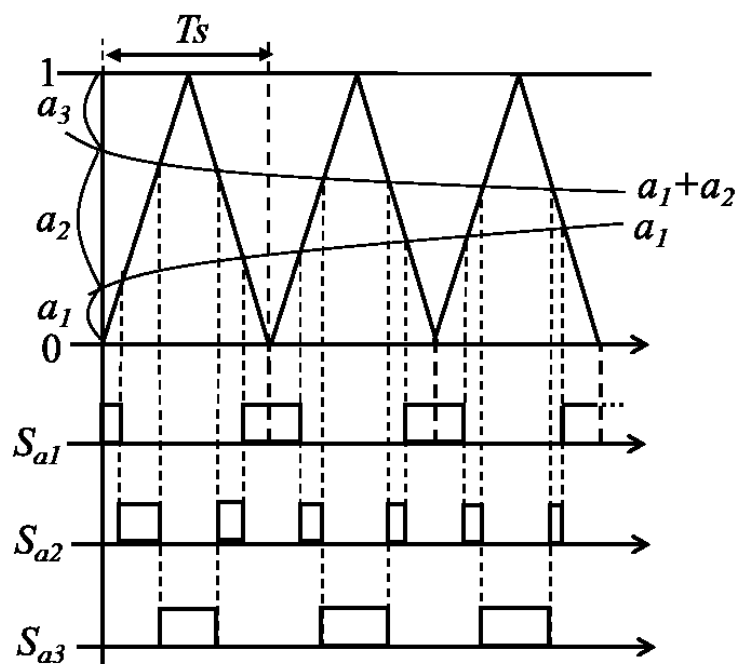


Fig. 2.4 のこぎり波比較による PWM パターンの生成

2.4 理想スイッチによる負荷電圧, 電源電流のシミュレーションによる検証

2.4.1 シミュレーション条件

Fig. 2.5 にシミュレーション回路を示す。また, Table. 2.1 にシミュレーションパラメータを示す。

今回のシミュレーションでは, 負荷電圧 v_{la}, v_{lb} , 電源電流 i_{su}, i_{sv}, i_{sw} の波形を求めるために行なう。また, 単相 MC のスイッチを理想的な双方向スイッチとし, スイッチが一瞬で切り替わるものとする。そのため, デッドタイムは考慮しない。なお, シミュレーターには PSIM を用いた。

電源線間電圧は, 実際の配電システムでの利用を考慮して 400Vrms とした。そのため, 振幅変調率 A_a, A_b は電源 400Vrms を出力 100Vrms に変換できる値を与えた。入出力フィルタは, スイッチングによるキャリア周波数成分を除去するため, カットオフ周波数が 1kHz となるよう設計した。負荷 R_{la}, R_{lb} は平衡負荷とし, 一般家庭の最大契約電流 60A が流れるよう, 定格負荷とした。

出力側の PU 法は負荷相電圧 100Vrms, 入力側は電源相電圧 230.9Vrms を基準とした。

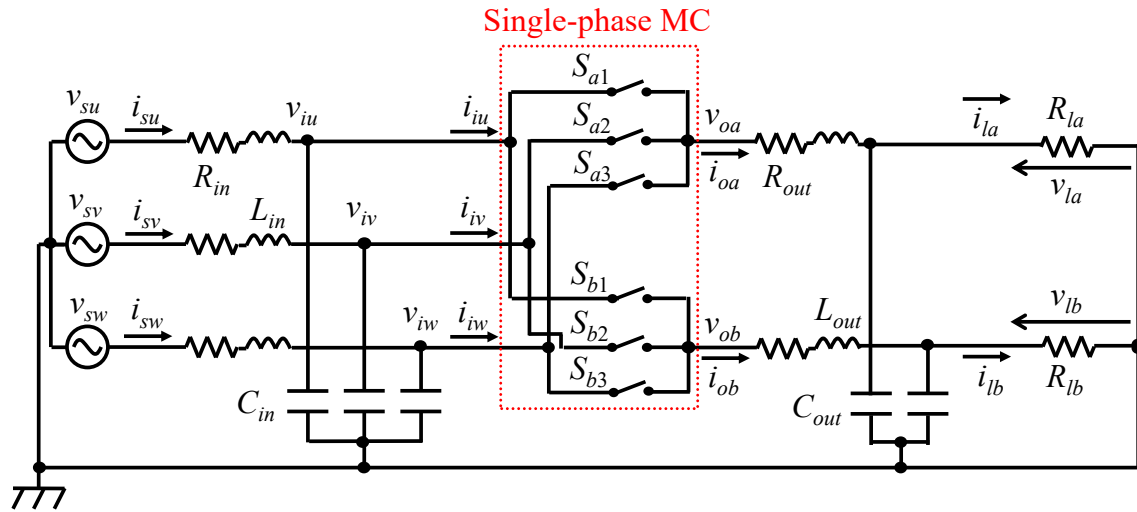


Fig. 2.5 シミュレーション回路

Table. 2.1 シミュレーションパラメータ

電源線間電圧	V_s	400[Vrms]
電源周波数	f_s	10[Hz]
入力周波数	f_i	10[Hz]
出力周波数	f_o	50[Hz]
振幅変調率	A_a, A_b	0.2887[-]
キャリア周波数	f_{ca}	10[kHz]
入力側 LC フィルタ	L_{in}	0.1[mH], $6.3 \cdot 10^{-3}$ [p.u.]
	R_{in}	50.0[mΩ], $30 \cdot 10^{-3}$ [p.u.]
	C_{in}	250 [μF], 19.0[p.u.]
出力側 LC フィルタ	L_{out}	0.5 [mH], $9.4 \cdot 10^{-2}$ [p.u.]
	R_{out}	3 [mΩ], $1.8 \cdot 10^{-3}$ [p.u.]
	C_{out}	50 [μF], 38 [p.u.]
負荷	R_{la}, R_{lb}	1.66 [Ω], 1.0 [p.u.]

2.4.2 シミュレーション結果

Fig. 2.6 に負荷電圧波形, Fig. 2.7 に電源電流波形と FFT 解析結果を示す。

Fig. 2.6 より, 負荷電圧は振幅 141.4V (100Vrms)の正弦波交流となっていることが分かる。また Fig. 2.7 より, 電源電流は(2.14)式の理論式通りの正相基本波成分と正相 11 次高調波成分が確認できる。ここで, 11 次高調波電流は入力フィルタのカットオフ周波数を 1kHz に設計していることから, 電源側に流れ込んでしまう。つまり, 系統側に 10Hz と 110Hz 成分の電流が混流することになる。しかし, これは電力品質確保に関する系統連系技術要件ガイドライン¹⁾に反することになるため, 取り除く必要がある。これについては, 5 章に提案法を示す。

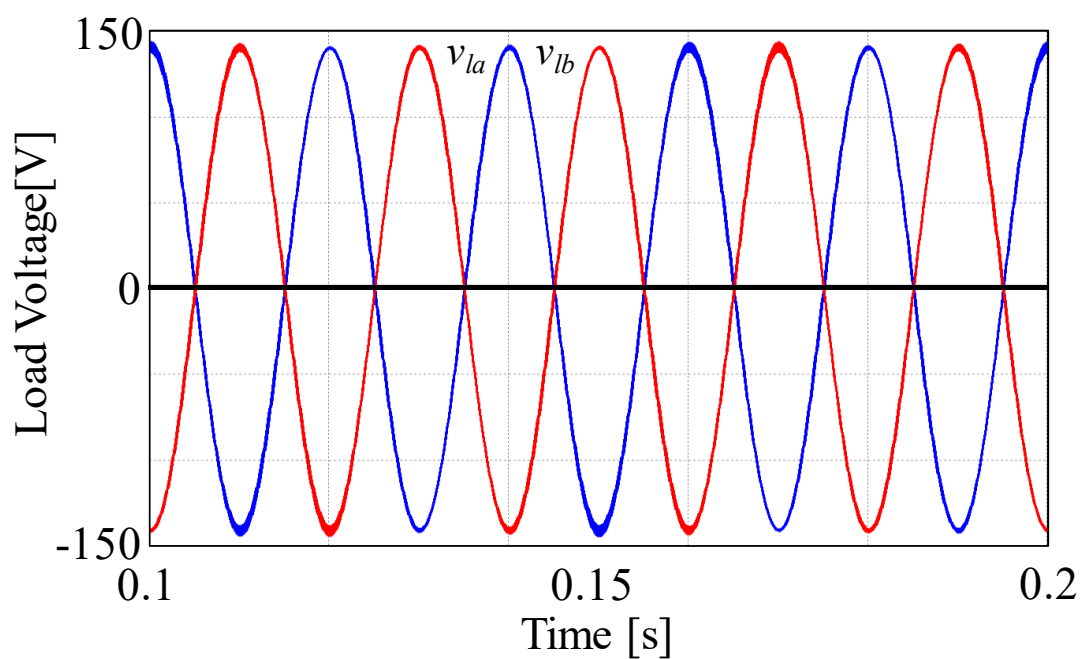
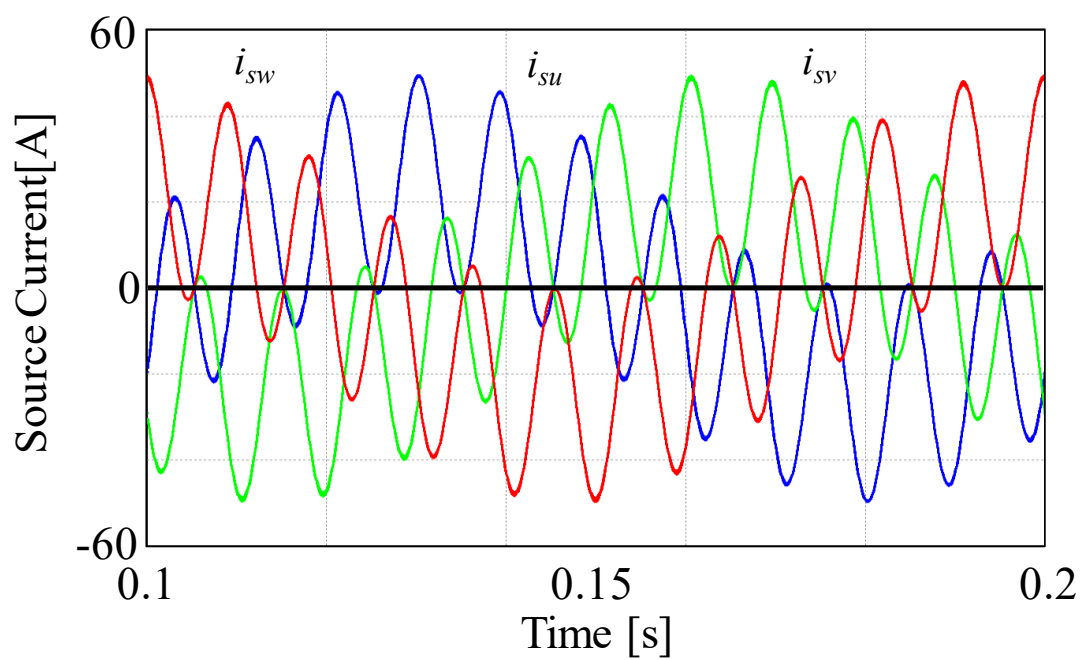
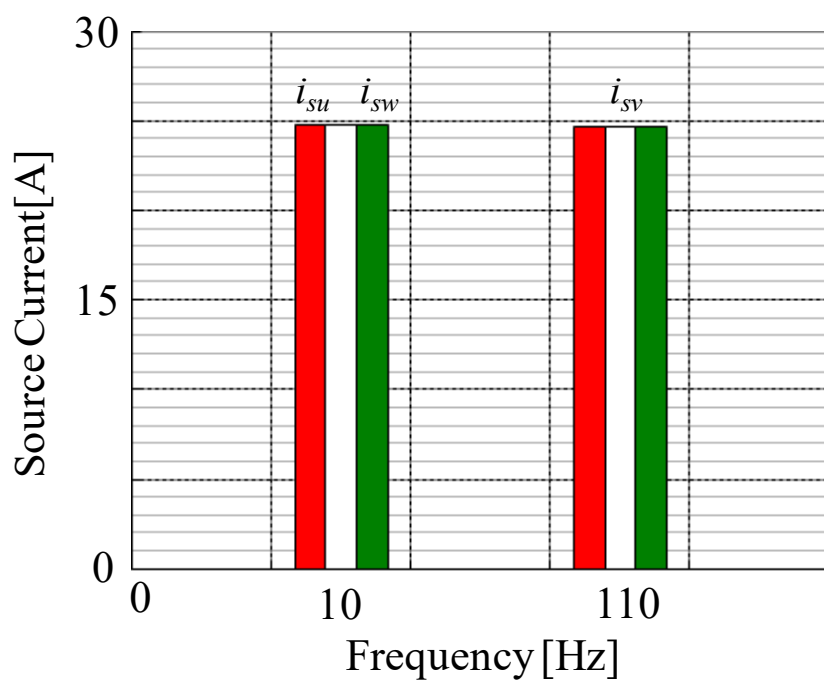


Fig. 2.6 負荷電圧 (理想スイッチ)



(a)電源電流波形



(b)電源電流の FFT 解析結果

Fig. 2.7 電源電流 (理想スイッチ)

第 3 章 単相 MC の入出力電圧・電流位相解析

配電用マトリクスコンバータは十数 kHz のスイッチングを行うため、それに伴う高調波成分が発生する。本章では、2.3 節で示した二つの変調方式についてそれぞれ高調波成分の解析を行う。具体的には、高調波成分の数式化を行い、スペクトラムを確認する。そして、高調波成分に対する出力側合成インピーダンスの近似を行った上で、両変調方式における高調波成分の違いについて比較していく。

なお、本章では高調波成分に関する数式化は導出過程を省き、結果のみを示す。詳しい導出過程については付録を参照されたい。

3.1 出力側合成インピーダンスの近似

今，接続される負荷が(3.1)式で表されたとする。

$$Z_l = R_l + jX \quad \dots\dots\dots(3.1)$$

この時，出力フィルタと負荷を合わせた合成インピーダンスは次の式として与えられる。

$$\dot{Z}_o = R_o + \frac{R_l(1-\omega'_o C_o X) + \omega'_o R_l C_o X}{(1-\omega'_o C_o X)^2 + (\omega'_o C_o R_l)^2} + j(\omega'_o L_o + \frac{X(1-\omega'_o C_o X) - \omega'_o C_o R_l^2}{(1-\omega'_o C_o X)^2 + (\omega'_o C_o R_l)^2})$$

\dots\dots\dots(3.2)

ここで，(3.2)式における ω'_o は高調波成分の角周波数を表しており，出力角周波数 ω_o とは異なることに注意したい。MC は通常数 kHz のスイッチングを行うことから， ω'_o は十分に大きいとしてみなし，(3.2)式を次のように近似する。

$$\dot{Z}_o = j\omega'_o L_o \quad \dots\dots\dots(3.3)$$

なお，(3.2)式から(3.3)式への近似を行う際に， R_o は出力リアクトル L_o の内部抵抗であるため十分に小さいとしてみなし無視する。

3.2 のこぎり波比較変調方式における高調波成分の解析

3.2.1 スイッチング関数

単相 MC の入出力の変換は(2.4), (2.5)式により行われる。しかしながら, これらの式は平均値の式として表現されている式であり正確には正しくない。単相 MC の入出力の変換は本来(3.4), (3.5)式の形で行われる。(3.4), (3.5)式において, $S_{sa1} \sim S_{sb3}$ はスイッチング関数を意味している。なお本稿では, スイッチング関数をスイッチのオンオフ信号を時間関数として表した関数であると定義しておく。それらを数式で表すと, 以下のようになる。

$$\begin{bmatrix} v_{oa} \\ v_{ob} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{sa1} & S_{sa2} & S_{sa3} \\ S_{sb1} & S_{sb2} & S_{sb3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{iu} \\ v_{iv} \\ v_{iw} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.4)$$

$$\begin{bmatrix} i_{iu} \\ i_{iv} \\ i_{iw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{sa1} & S_{sb1} \\ S_{sa2} & S_{sb2} \\ S_{sa3} & S_{sb3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.5)$$

$$\begin{aligned} S_{sa1} = & A \cos \omega t + h \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n\pi} \right) \left[\sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_k(2n\pi A) [\cos \{(n\omega_c + k\omega)t - 2nh\pi\}] + \cos \{(n\omega_c - k\omega)t - 2nh\pi\}] \right. \\ & + \sum_{k'=2,4,6,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k'}{2}} J_{k'}(2n\pi A) [\cos \{(n\omega_c + k'\omega)t - 2nh\pi + \frac{\pi}{2}\} \\ & \left. + \cos \{(n\omega_c - k'\omega)t + X_n \cos(n\omega_c t - \alpha) \right] \end{aligned} \dots\dots\dots (3.6)$$

$$\begin{aligned} S_{sa3} = & A \cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) + h + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n\pi} \right) \cdot \left[\sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_k(2n\pi A) [\cos \{(n\omega_c + k\omega)t \right. \\ & + \cos \{(n\omega_c - k\omega)t - 4nh\pi\} + \sum_{k'=2,4,6,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k'}{2}} J_{k'}(2n\pi A) [\cos \{(n\omega_c + k'\omega)t \\ & \left. + \cos \{(n\omega_c - k'\omega)t - 4nh\pi + \frac{\pi}{2}\}] + Y_n \cos(n\omega_c t - \beta) \right] \end{aligned} \dots\dots\dots (3.7)$$

また, MC はまた, MC はスイッチ信号が独立でないため, 変調におけるスイッチ信号には(3.8)式のような制約が与えられる。

$$a_1 + a_2 + a_3 = 1 \dots\dots\dots(3.8)$$

そこで S_{sa2} は,

$$\begin{aligned} S_{sa2} = 1 - S_{sa1} - S_{sa3} = A \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + h - \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n\pi}\right) \left\langle \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_k(2n\pi A) \cdot \right. \\ \left[\left\{ 2 \cos(n\omega_c + k\omega)t + (-3n\pi h - \frac{1}{3}k\pi + \frac{\pi}{2}) \cos(-n\pi h - \frac{1}{6}k\pi + \frac{\pi}{2}) \right\} \right. \\ \left. + \left\{ 2 \cos(n\omega_c - k\omega)t + (-3n\pi h + \frac{1}{3}k\pi + \frac{\pi}{2}) \cos(-n\pi h + \frac{1}{6}k\pi + \frac{\pi}{2}) \right\} \right] + \sum_{k'=2,4,6,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k'}{2}} J_{k'}(2n\pi A) \cdot \\ \left[\left\{ 2 \cos(n\omega_c + k'\omega)t + (-3n\pi h - \frac{1}{3}k'\pi + \frac{\pi}{2}) \cos(-n\pi h - \frac{1}{3}k'\pi + \frac{\pi}{2}) \right\} \right. \\ \left. + \left\{ 2 \cos(n\omega_c - k'\omega)t + (-3n\pi h + \frac{1}{6}k'\pi + \frac{\pi}{2}) \cos(-n\pi h + \frac{1}{3}k'\pi + \frac{\pi}{2}) \right\} \right] \\ \left. + \sqrt{X_n^2 + Y_n^2 - 2X_n Y_n \cos(-\alpha + \beta - \pi)} \cdot \cos(n\omega_c t - \gamma) \right\rangle \end{aligned} \dots\dots\dots(3.9)$$

となる。また式中的変数は以下で補う。

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{-J_0(2n\pi A) \sin(-\alpha'') - \sin(-\frac{\pi}{2})}{J_0(2n\pi A) \cos(-\alpha'') + \cos(-\frac{\pi}{2})} \dots\dots\dots(3.10.1)$$

$$\beta = \tan^{-1} \frac{-J_0(2n\pi A) \sin(-\beta'') - \sin(-\frac{\pi}{2})}{J_0(2n\pi A) \cos(-\beta'') + \cos(-\frac{\pi}{2})} \dots\dots\dots(3.10.2)$$

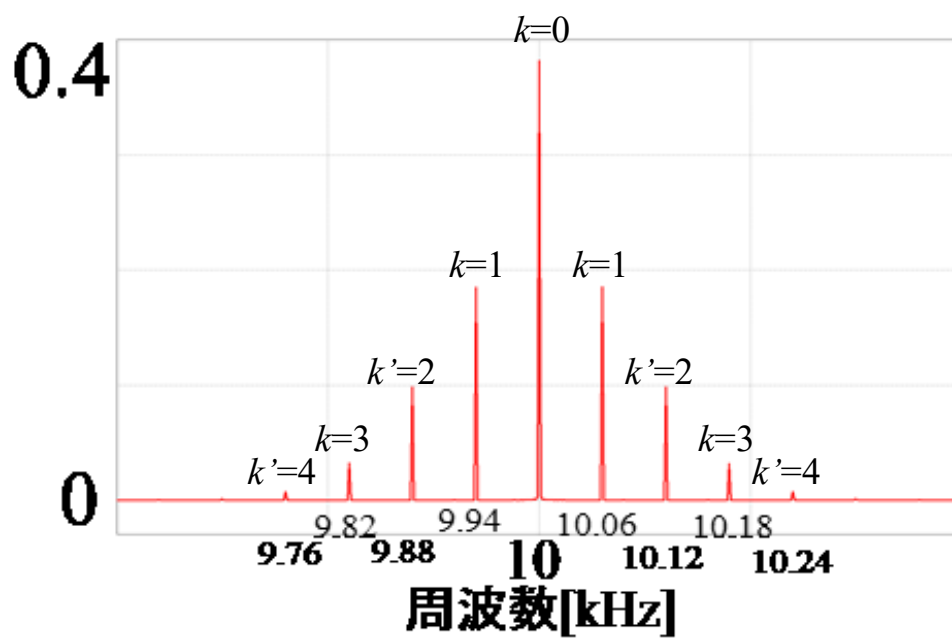
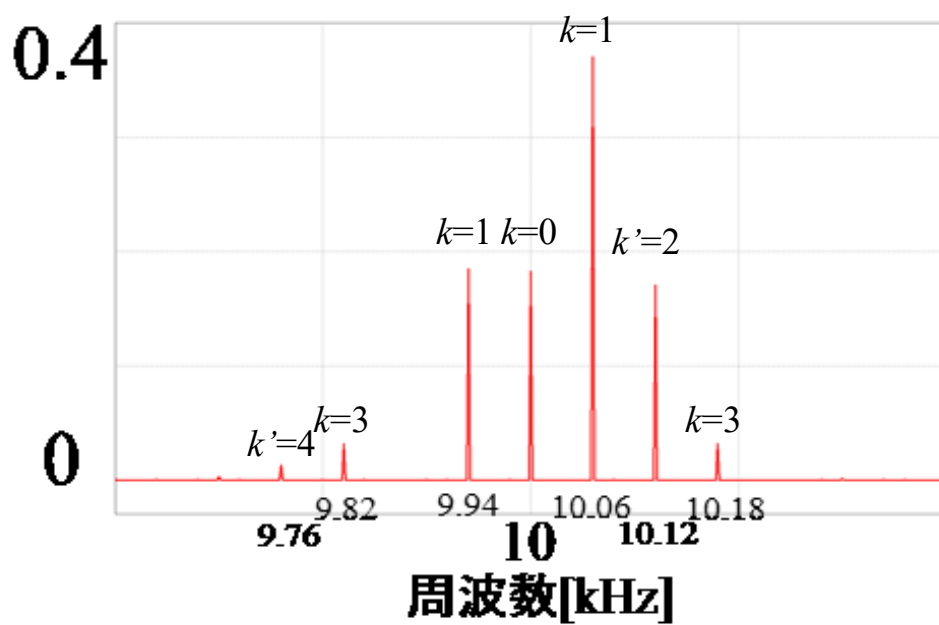
$$\gamma = \tan^{-1} \frac{-X_n \sin(-\alpha) - Y_n \sin(-\beta)}{X_n \cos(-\alpha) + Y_n \cos(-\beta)} \dots\dots\dots(3.10.3)$$

$$X_n = \sqrt{J_0^2(2n\pi A) + 1 + 2J_0(2n\pi A) \cos(-2nh\pi + \pi)} \dots\dots\dots(3.10.4)$$

$$Y_n = \sqrt{J_0^2(2n\pi A) + 1 + 2J_0(2n\pi A) \cos(-4nh\pi + \pi)} \dots\dots\dots(3.10.5)$$

k は正の奇数, k' は正の偶数, ω_c はキャリア角周波数である。

次にスイッチング関数 $S_{sa1} \sim S_{sa3}$ のスペクトラムの実測例を Fig 3.1 に示す。 S_{sa2} のみ非対称で成分が現れていることが確認できる。なお $S_{sb1} \sim S_{sb3}$ に関しては成分の現れ方が $S_{sa1} \sim S_{sa3}$ と同じであるため省略する。

(a) S_{sa1} のスペクトラム(b) S_{sa2} のスペクトラム

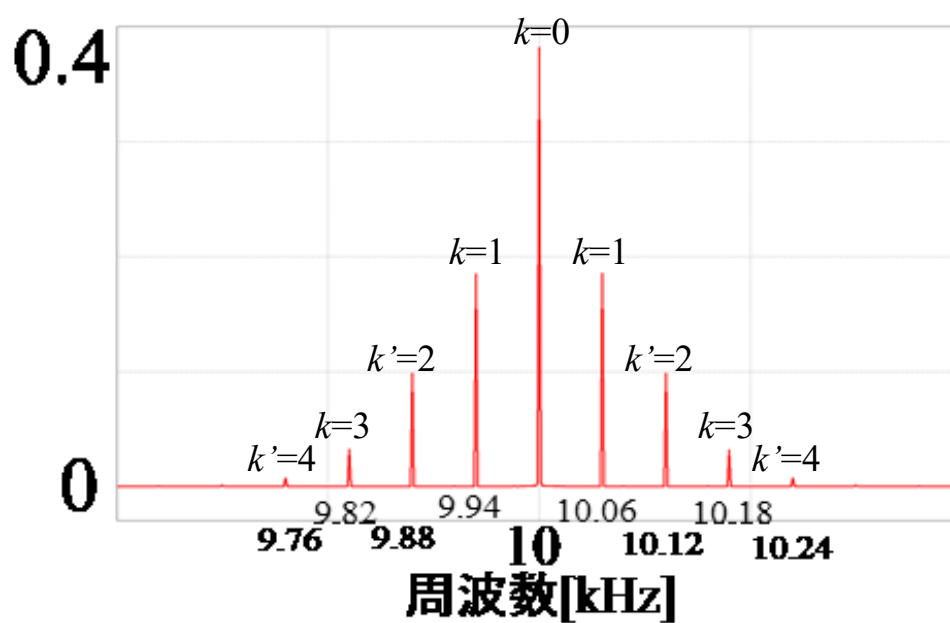
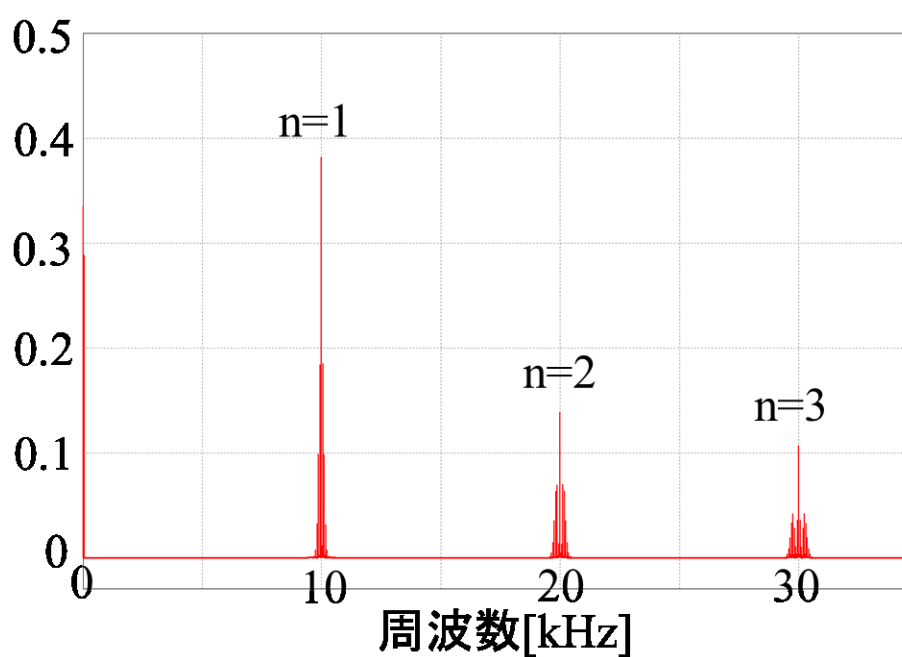
(c) S_{sa3} のスペクトラム(d) S_{sa1} のスペクトラム(縮小図)

Fig.3.1 スイッチング関数のスペクトラム

3.2.2 シミュレーション結果（出力電流）

(2.8)式と(3.4)式から算出した出力電圧を出力側の合成インピーダンスで割ることにより出力電流が求まる。その式は以下ようになる。ただし、ここでは簡単化のため入力フィルタは除去した状態、つまり(2.8)式において $\delta=0$, $V_i=V_s$ とする。

$$\begin{aligned}
 i_{oa} = I_o \cos(\omega_o t - \varphi) - \sqrt{3} V_i \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n\pi} \right) \cdot \left[\sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_k(2n\pi A) \cdot \left[\frac{\sin(G_1 + nh\pi)}{A_1 L_o} \cdot \cos\{A_1 t + (H_1 - 3nh\pi) - \varphi_{A_1}\} \right. \right. \\
 + \frac{\sin(H_1 + nh\pi)}{B_1 L_o} \cdot \cos\{B_1 t + (G_1 - 3nh\pi) - \varphi_{B_1}\} + \frac{\sin(G_1 - nh\pi)}{C_1 L_o} \cdot \cos\{C_1 t + (-H_1 - 3nh\pi) - \varphi_{C_1}\} \\
 + \frac{\sin(H_1 - nh\pi)}{D_1 L_o} \cdot \cos\{D_1 t + (-G_1 - 3nh\pi) - \varphi_{D_1}\} \Big] + \sum_{k'=2,4,6,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k'}{2}} J_{k'}(2n\pi A) \cdot \\
 \left[\frac{\sin(G_2 + nh\pi)}{A_2 L_o} \cdot \cos\{A_2 t + (H_2 + \frac{\pi}{2} - 3nh\pi) - \varphi_{A_2}\} + \frac{\sin(H_2 + nh\pi)}{B_2 L_o} \cdot \cos\{B_2 t + (G_2 + \frac{\pi}{2} - 3nh\pi) - \varphi_{B_2}\} \right. \\
 + \frac{\sin(G_2 - nh\pi)}{C_2 L_o} \cdot \cos\{C_2 t + (-H_2 + \frac{\pi}{2} - 3nh\pi) - \varphi_{C_2}\} + \frac{\sin(H_2 - nh\pi)}{D_2 L_o} \cdot \cos\{D_2 t + (-G_2 + \frac{\pi}{2} - 3nh\pi) - \varphi_{D_2}\} \Big] \\
 + \frac{X_n}{(n\omega_c + \omega_s)L_o} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \cdot \cos\{(n\omega_c + \omega_s)t - \frac{2}{3}\pi - \varphi_{n\omega_c + \omega_s}\} \\
 + \frac{X_n}{(n\omega_c - \omega_s)L_o} \sin\left(-\frac{2}{3}\pi + \alpha\right) \cdot \cos\{(n\omega_c - \omega_s)t - \frac{1}{3}\pi - \varphi_{n\omega_c - \omega_s}\} \Big] \quad (3.11)
 \end{aligned}$$

ここで、上式において変数は以下のように定義する。また、 k'' は自然数である。

$$\begin{aligned}
 A_1 &= n\omega_c + k\omega + \omega_s, & A_2 &= n\omega_c + k'\omega + \omega_s, & A &= n\omega_c + k''\omega + \omega_s \\
 B_1 &= n\omega_c - k\omega + \omega_s, & B_2 &= n\omega_c - k'\omega + \omega_s, & B &= n\omega_c - k''\omega + \omega_s \\
 C_1 &= n\omega_c - k\omega - \omega_s, & C_2 &= n\omega_c - k'\omega - \omega_s, & C &= n\omega_c - k''\omega - \omega_s \\
 D &= n\omega_c + k\omega - \omega_s, & D_2 &= n\omega_c + k''\omega - \omega_s, & D &= n\omega_c + k''\omega - \omega_s \\
 G_1 &= \frac{1}{6}k\pi - \frac{\pi}{6}, & G_2 &= \frac{1}{6}k'\pi - \frac{\pi}{6}, & G &= \frac{1}{6}k''\pi - \frac{\pi}{6} \\
 H_1 &= -\frac{1}{6}k\pi - \frac{\pi}{6}, & H_2 &= -\frac{1}{6}k'\pi - \frac{\pi}{6}, & H &= -\frac{1}{6}k''\pi - \frac{\pi}{6}
 \end{aligned}$$

(3.11)式において φ は出力側合成インピーダンスの大きさと移相遅れ角であり、高調波成分の各成分により異なる値をとる。しかし、ここでは $\omega_c \gg \omega_s, \omega$ という関係が成り立っている

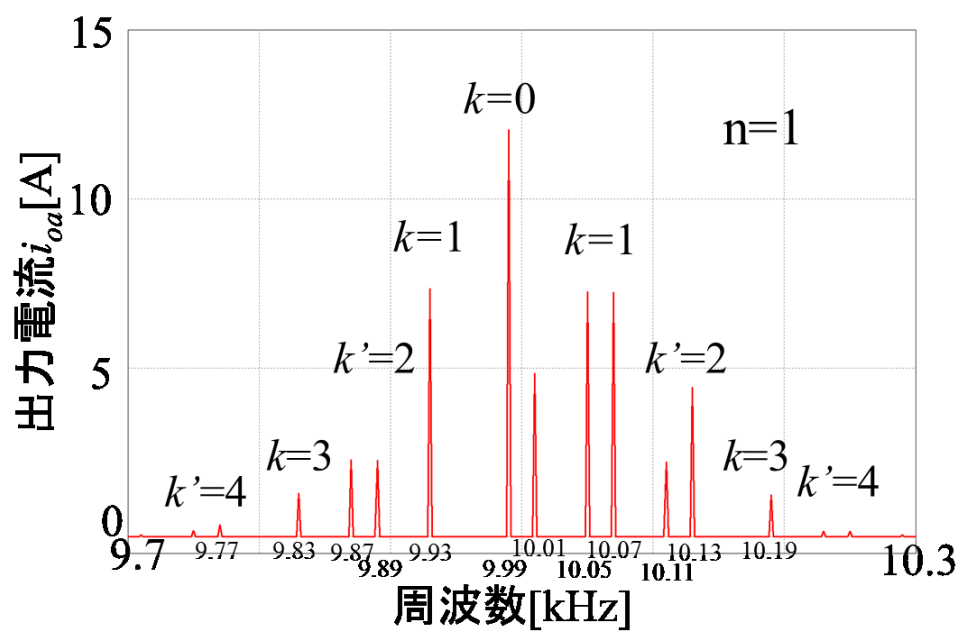
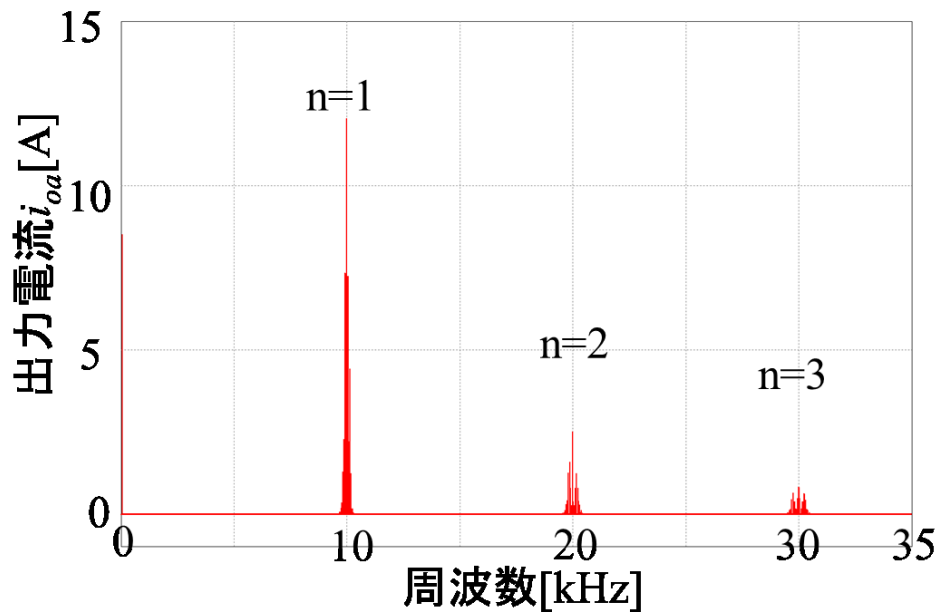
$$n\omega_c \pm k\omega \pm \omega_s, \quad n\omega_c \pm \omega_s \approx n\omega_c \quad (3.12)$$

として扱っていく。なお3.1節で行った出力側合成インピーダンスの近似により以下の関係が成り立つ。

$$Z_{n\omega_c} = n\omega_c L_o \quad (3.13)$$

$$\varphi_{n\omega_c} = \frac{\pi}{2} \quad (3.14)$$

次に出力電流のスペクトラムの実測例を Fig.3.2 に示す。

(a) $n=1$ における拡大図

(b) 縮小図

Fig.3.2 出力電流のスペクトラム

3.3 三角波比較変調方式における高調波成分の解析

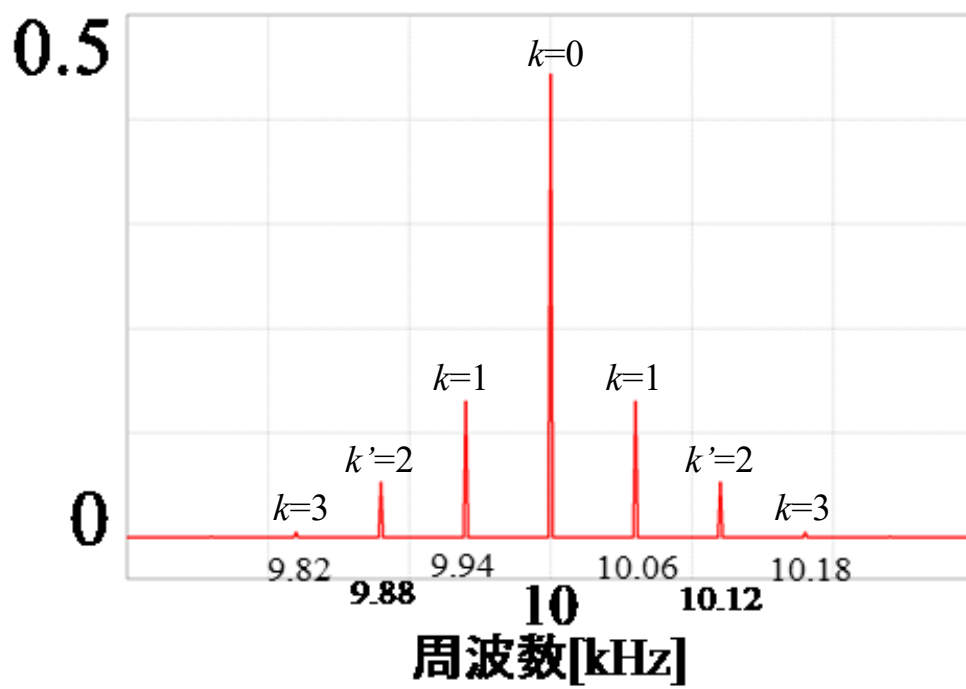
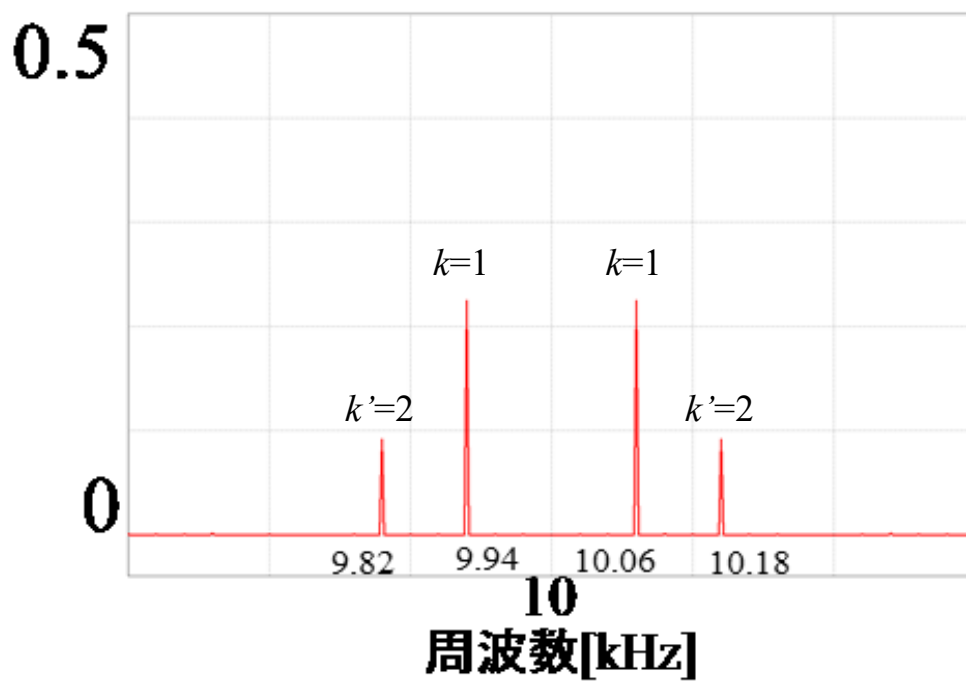
3.3.1 スイッチング関数

三角波比較変調方式におけるスイッチング関数を以下に示す。また、そのスペクトラムの実測例を Fig.3.3 に示す。

$$\begin{aligned}
 s_{sa1} = & A \cos \omega t + h + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{2}{n\pi} \right) \left[\cos 2nh\pi \cdot \sum_{k=1,3,5\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_k(n\pi A) [\cos \{(n\omega_c + k\omega)t + \cos(n\omega_c - k\omega)t\}] \right. \\
 & + \sin 2nh\pi \cdot \sum_{k'=2,4,6\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k'}{2}} J_{k'}(n\pi A) [\cos \{(n\omega_c + k'\omega)t + \cos(n\omega_c - k'\omega)t\}] \\
 & \left. + 2J_0(n\pi A) \sin 2nh\pi \cdot \cos(n\omega_c t) \right] \Bigg| \dots\dots\dots (3.15)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 s_{sa2} = & A \cos \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) + h + \sum_{n=1}^{\infty} \left(-\frac{4}{n\pi} \right) \cdot \left[\cos 2nh\pi \cdot \sum_{k=1,3,5\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_k(n\pi A) \cdot 2 \cdot \right. \\
 & \left[\cos \left(-\frac{1}{6}k\pi + \frac{\pi}{2} \right) \cos \left\{ (n\omega_c + k\omega)t - \frac{1}{6}k\pi + \frac{\pi}{2} \right\} + \cos \left(\frac{1}{6}k\pi + \frac{\pi}{2} \right) \cos \left\{ (n\omega_c - k\omega)t + \frac{1}{6}k\pi + \frac{\pi}{2} \right\} \right] + \\
 & \sin 2nh\pi \cdot \sum_{k'=2,4,6\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k'}{2}} J_{k'}(n\pi A) \cdot \left[\cos \left(-\frac{1}{6}k'\pi + \frac{\pi}{2} \right) \cos \left\{ (n\omega_c + k'\omega)t - \frac{1}{6}k'\pi + \frac{\pi}{2} \right\} \right. \\
 & \left. \left. + \cos \left(\frac{1}{6}k'\pi + \frac{\pi}{2} \right) \cos \left\{ (n\omega_c - k'\omega)t + \frac{1}{6}k'\pi + \frac{\pi}{2} \right\} \right] \right] \dots\dots\dots (3.16)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 s_{sa3} = & A \cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi \right) + h + \sum_{n=1}^{\infty} \left(-\frac{2}{n\pi} \right) \cdot \left[\cos 2nh\pi \cdot \sum_{k=1,3,5\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_k(n\pi A) \right. \\
 & [\cos \{(n\omega_c + k\omega)t - \frac{1}{3}k\pi\} + \cos \{(n\omega_c - k\omega)t + \frac{1}{3}k\pi\}] + \sin 2nh\pi \cdot \sum_{k'=2,4,6\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k'}{2}} J_{k'}(n\pi A) \\
 & \left. [\cos \{(n\omega_c + k'\omega)t - \frac{1}{3}k'\pi\} + \cos \{(n\omega_c - k'\omega)t + \frac{1}{3}k'\pi\}] + 2J_0(n\pi A) \sin 2nh\pi \cdot \cos(n\omega_c t) \right] \dots\dots\dots (3.17)
 \end{aligned}$$

(a) S_{sa1} のスペクトラム(b) S_{sa2} のスペクトラム

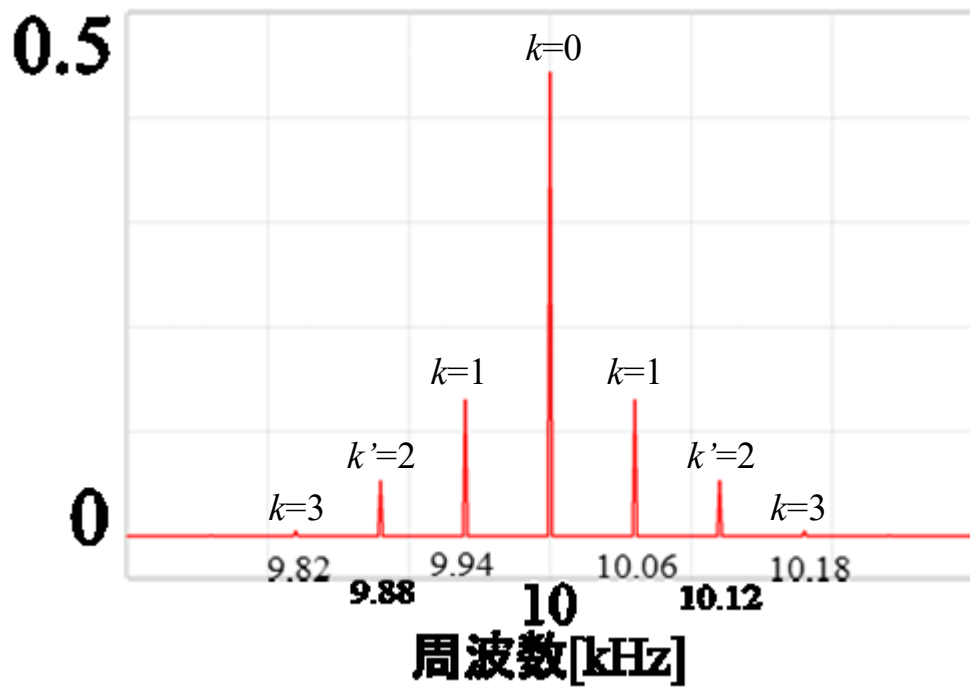
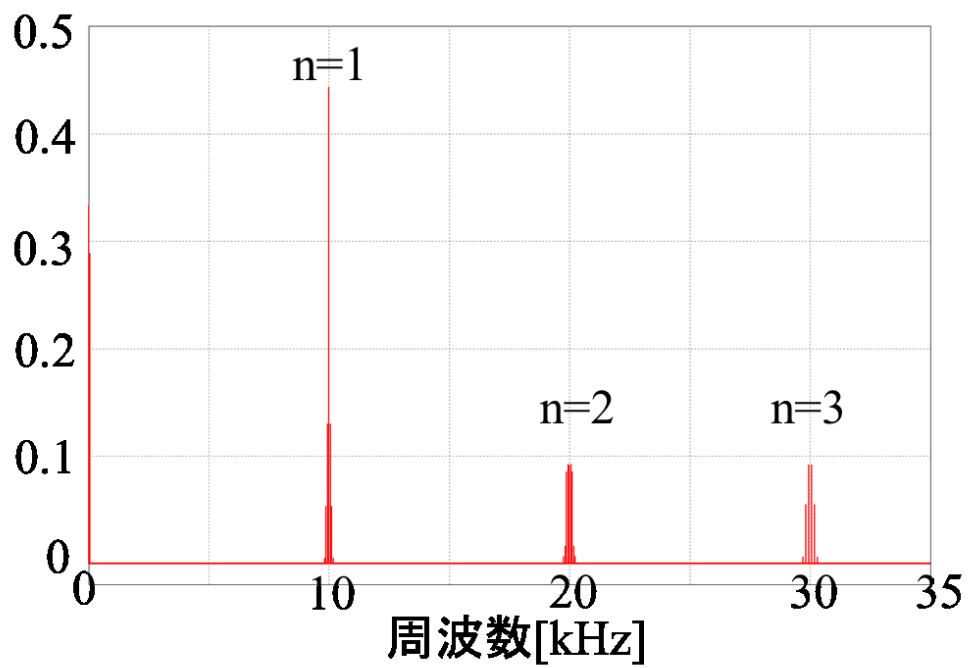
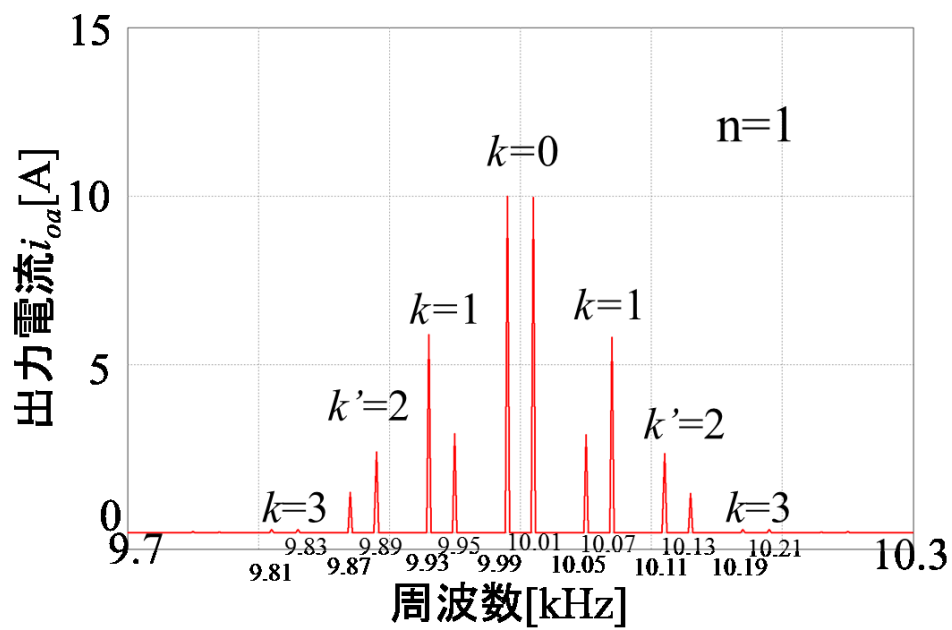
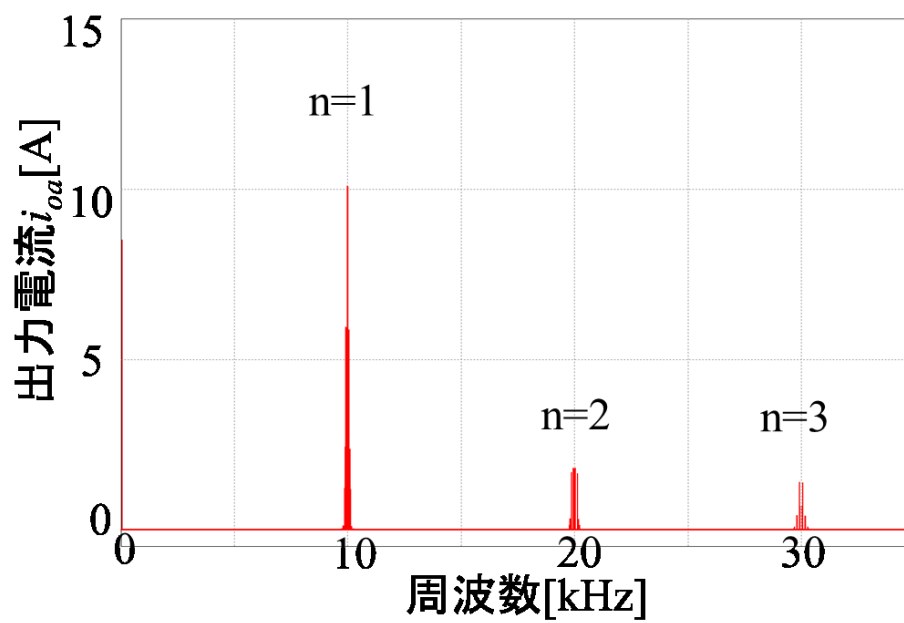
(c) S_{sa3} のスペクトラム(d) S_{sa1} のスペクトラム (縮小図)

Fig.3.3 スイッチング関数のスペクトラム

3.3.2 シミュレーション結果（出力電流）

三角波比較変調方式における出力電流式は以下ようになる。また、スペクトラムの実測例を Fig 3.4 に示す。

$$\begin{aligned}
 i_{oa} = & I_o \cos(\omega_o t - \varphi) - \sqrt{3} V_i \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{2}{n\pi} \right) \cdot \left[\cos 2nh\pi \cdot \sum_{k=1,3,5\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_k(n\pi A) \left[\frac{\sin G_1}{A_1 L_o} \cdot \cos\{A_1 t + H_1 - \varphi_{A_1}\} \right. \right. \\
 & + \frac{\sin H_1}{B_1 L_o} \cdot \cos\{B_1 t + G_1 - \varphi_{B_1}\} + \frac{\sin G_1}{C_1 L_o} \cdot \cos\{C_1 t - H_1 - \varphi_{C_1}\} \\
 & + \frac{\sin H_1}{D_1 L_o} \cdot \cos\{D_1 t - G_1 - \varphi_{D_1}\} \left. \right] + \sin 2nh\pi \cdot \sum_{k'=2,4,6\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k'}{2}} J_{k'}(n\pi A) \cdot \\
 & \left[\frac{\sin G_2}{A_2 L_o} \cdot \cos\{A_2 t + H_2 - \varphi_{A_2}\} + \frac{\sin H_2}{B_2 L_o} \cdot \cos\{B_2 t + G_2 - \varphi_{B_2}\} \right. \\
 & + \frac{\sin G_2}{C_2 L_o} \cdot \cos\{C_2 t - H_2 - \varphi_{C_2}\} + \frac{\sin H_2}{D_2 L_o} \cdot \cos\{D_2 t - G_2 - \varphi_{D_2}\} \left. \right] \\
 & - \frac{J_0(n\pi A) \sin 2nh\pi}{2(n\omega_c + \omega_s)L_o} \cdot \cos\{(n\omega_c + \omega_s)t - \frac{\pi}{6} - \varphi_{n\omega_c + \omega_s}\} - \frac{J_0(n\pi A) \sin 2nh\pi}{2(n\omega_c - \omega_s)L_o} \cdot \cos\{(n\omega_c - \omega_s)t + \frac{\pi}{6} - \varphi_{n\omega_c - \omega_s}\} \left. \right] \\
 & \dots\dots\dots (3.18)
 \end{aligned}$$

(a) $n=1$ における拡大図

(b) 縮小図

Fig.3.4 出力電流のスペクトラム

3.4 高調波成分による影響を考慮した入力電流の解析

前節では、高調波成分を含めた出力電流式を導出した。本節では、高調波成分を含んだ形で入出力の電流の変換が行われることによりどのような影響があるのかを考察し、その入力電流を定式化する。

3.4.1 高調波成分による基本波の生成

入力電流は(3.5)式により得られる。つまり、入力電流はスイッチング関数と出力電流の積を取ることで得られることになる。出力電流にはスイッチングにより発生する高調波成分を示す項が存在し、スイッチング関数についても同様に高調波成分が存在する。これらの積が行われることにより、周波数差が 10Hz となる成分同士が掛け合わされることで、余弦波の積和の関係性から基本波成分である 10Hz 成分が生成される。この節では、それを数式的に説明していく。また、のこぎり波比較変調方式と三角波比較変調方式でどのような違いがあるのかを比較していく。

のこぎり波比較変調方式

まず(3.5)式に基づき計算を行う。その際、ここでは u 相のみに着目し、また高調波成分どうしの掛け合わせにおいて基本波成分が生成される所のみを計算することにする。その結果を以下に示す。

$$\begin{aligned}
 i_{oa} \times s_{a1} = & -\sqrt{3}V_i \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n\pi} \right)^2 \cdot \left[\sum_{k''=1}^{\infty} J_{k''}^2(2n\pi A) \left\{ \frac{1}{2A''L_o} \sin(G + nh\pi) \right. \right. \\
 & [\cos\{\omega_s t + (H - nh\pi) - \varphi_A\} + \cos\{\omega_s t + (G - nh\pi) - \varphi_A\}] \\
 & + \frac{1}{2BL_o} \sin(H + nh\pi) \cdot [\cos\{\omega_s t + (H - nh\pi) - \varphi_B\} + \cos\{\omega_s t + (G - nh\pi) - \varphi_B\}] \\
 & + \frac{1}{2CL_o} \sin(G - nh\pi) \cdot [\cos\{\omega_s t + (G + nh\pi) + \varphi_C\} + \cos\{\omega_s t + (H + nh\pi) + \varphi_C\}] \\
 & + \frac{1}{2DL_o} \sin(H - nh\pi) \cdot [\cos\{\omega_s t + (G + nh\pi) + \varphi_D\} + \cos\{\omega_s t + (H + nh\pi) + \varphi_D\}] \\
 & + \frac{X_n}{4Z_{n\omega_c + \omega_s}} \sqrt{X_n^2 + Y_n^2 - 2X_n Y_n \cos(-\frac{\pi}{3} - \alpha + \beta)} \cdot \cos\{\omega_s t + \alpha - \frac{2}{3}\pi - \varphi_{n\omega_c + \omega_s}\} \\
 & \left. + \frac{X_n}{4Z_{n\omega_c - \omega_s}} \sqrt{X_n^2 + Y_n^2 - 2X_n Y_n \cos(\frac{\pi}{3} - \alpha + \beta)} \cdot \cos\{\omega_s t - \alpha + \frac{1}{3}\pi + \varphi_{n\omega_c - \omega_s}\} \right] \\
 & \dots\dots\dots (3.19)
 \end{aligned}$$

(3.19)式において k'' は自然数である。

(3.19)式と同様に b 相も算出すると、これら二つの式が等しくなっていることが確認できる。つまり、高調波成分の掛け合わせにより生成される入力電流の基本波成分は a 相と b 相において同振幅で同位相であることになる。よって、(3.19)式を2倍したものが新たに入力電流の式として加算される。つまり、この基本波が新たに追加されることで位相のずれが起きていたと考えられる。

三角波比較変調方式

三角波比較変調方式においても同様に高調波成分の掛け合わせにより入力電流の基本波成分が生成されると考えられる。よって同様の計算を行った結果、高調波成分の掛け合わせの組において $n\omega_c + k\omega + \omega_s$ と $n\omega_c - k\omega - \omega_s$ 、 $n\omega_c + k\omega - \omega_s$ と $n\omega_c - k\omega + \omega_s$ 成分で作られる基本波は、それぞれ同じ振幅で位相が $180[\text{deg}]$ ずれている。よって、その組同士で高調波成分の掛け合わせにより生じる基本波成分が互いに打ち消し合うことになる。つまり、三角波比較変調方式では位相のずれはほぼ起きていないとみなすことができる。しかし、これらの考え方は近似的であるため、実際には高調波成分の掛け合わせにより生じる基本波成分は完全には打ち消し合わず、わずかながら残っていると考えられる。

3.4.2 入力電流の近似式

本節では、新たに導出された入力電流式(3.19)式についてシミュレーションを用いて検証を行う。しかしながら、(3.19)式のままでは検証が行えないため、近似をおこなう。

(3.19)式を $\omega_c \gg \omega_s$, ω と3.1節で行った合成インピーダンスの近似を考慮すると以下の式変が得られる。

$$i_{oa} \times s_{a1} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_i \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k''=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n\pi} \right)^2 \cdot \frac{1}{Z_{n\omega_c}} [2J_{k''}^2(2n\pi A) \cdot \cos \frac{1}{3} k'' \pi \cdot \cos(2nh\pi + \varphi_{n\omega_c}) + X_n^2 \cos(2\alpha - \varphi_{n\omega_c} + \pi)] \cdot \sin \omega_s t \quad (3.20)$$

求められた(3.20)式において、 v 相, w 相についても同様にもとめると最終的に得られる入力電流式は以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} i_{iu} \\ i_{iv} \\ i_{iw} \end{bmatrix} = A I_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \varphi) + \cos\{(\omega_s + 2\omega_o)t - \varphi\} \\ \cos(\omega_s t + \varphi - 2\pi/3) + \cos\{(\omega_s + 2\omega_o)t - \varphi - 2\pi/3\} \\ \cos(\omega_s t + \varphi + 2\pi/3) + \cos\{(\omega_s + 2\omega_o)t - \varphi + 2\pi/3\} \end{bmatrix} + \sqrt{3} V_i \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k''=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n\pi} \right)^2 \cdot \frac{1}{n\omega_c L_o} [2J_{k''}^2(2n\pi A) \cdot \cos \frac{1}{3} k'' \pi \cdot \cos(2nh\pi + \varphi_{n\omega_c}) + X_n^2 \cos(2\alpha - \varphi_{n\omega_c} + \pi)] \cdot \begin{bmatrix} \sin \omega_s t \\ \sin(\omega_s t - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega_s t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

以上より新たな入力電流式が導出された。この式における第 2 項目が現在問題となっている位相のずれの原因であると考えられる。

3.4.2 シミュレーション条件

ここでは、(3.35)式において実際に新たに追加された項により位相がどれだけずらされるのかをシミュレーションと比較、検証していく。

Table.3.1 にシミュレーションパラメータを示す。今回は $\delta=0$ とするため入力フィルタは除去し、またシミュレーション条件を二つ設ける。条件①では出力フィルタの値を固定し負荷の値を変化させる。条件②では負荷を固定し出力フィルタの値を変化させる。また、(3.35)式とシミュレーションとで行う比較の対象は入力電流位相であるため、シミュレーションでは入力電流位相を測定する。

Table3.1 シミュレーションパラメータ

電源線間電圧	V_s	400[Vrms]	
出力相電圧	V_l	100[Vrms]	
電源周波数	f_s	10[Hz]	
出力周波数	f_o	50[Hz]	
振幅変調率	A^*	0.2887	
キャリア周波数	f_c	10[kHz]	
入力 LC フィルタ	L_i		
	R_i		
	C_i		
		条件①	条件②
出力 LC フィルタ	L_o	0.2[mH]	0.2~2.5[mH]
	R_o	6[m Ω]	6[mH]
	C_o	125[μ F]	507~10.1[μ F]
負荷	R_{ab}, R_{bl}	1.67~20[Ω]	1.67[Ω]

(3.21)式には k'' , n といった無限大にまで値を持つ数が含まれている。つまり、(3.21)式では検証が行えない。よって、ここでは n は 2, k' は 4 までとし(3.21)式を近似する。ここからはその近似式により検証を行っていく。条件①, ②における近似式は以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} i_{iu} \\ i_{iv} \\ i_{iw} \end{bmatrix} = AI_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \varphi) + \cos\{(\omega_s + 2\omega_o)t - \varphi\} \\ \cos(\omega_s t + \varphi - 2\pi/3) + \cos\{(\omega_s + 2\omega_o)t - \varphi - 2\pi/3\} \\ \cos(\omega_s t + \varphi + 2\pi/3) + \cos\{(\omega_s + 2\omega_o)t - \varphi + 2\pi/3\} \end{bmatrix} + 4.52 \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(\omega_s t - \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\omega_s t - \frac{5}{6}\pi) \end{bmatrix}$$

..... (3.22)

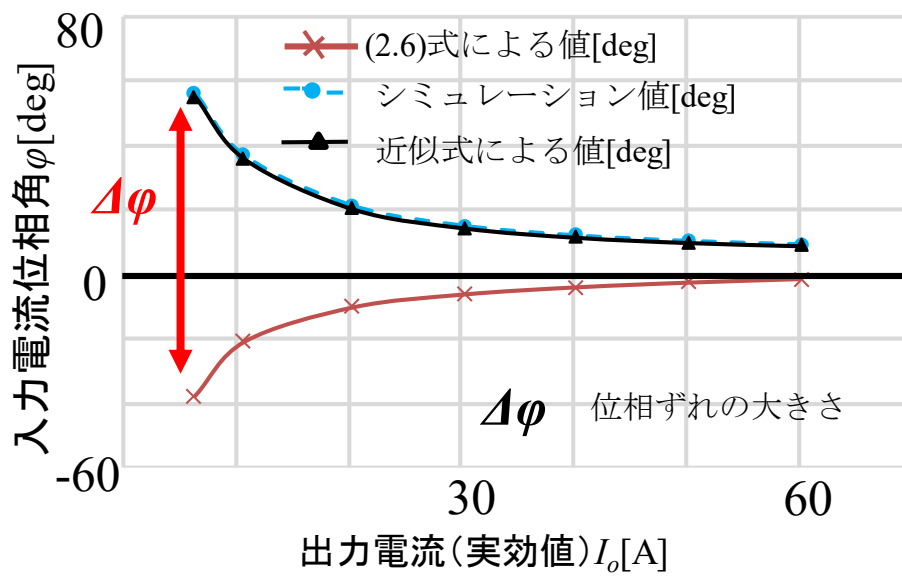
$$\begin{bmatrix} i_{iu} \\ i_{iv} \\ i_{iw} \end{bmatrix} = AI_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \varphi) + \cos\{(\omega_s + 2\omega_o)t - \varphi\} \\ \cos(\omega_s t + \varphi - 2\pi/3) + \cos\{(\omega_s + 2\omega_o)t - \varphi - 2\pi/3\} \\ \cos(\omega_s t + \varphi + 2\pi/3) + \cos\{(\omega_s + 2\omega_o)t - \varphi + 2\pi/3\} \end{bmatrix} + \frac{0.000904}{L_o} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \frac{\pi}{2}) \\ \cos(\omega_s t - \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\omega_s t - \frac{5}{6}\pi) \end{bmatrix}$$

..... (3.23)

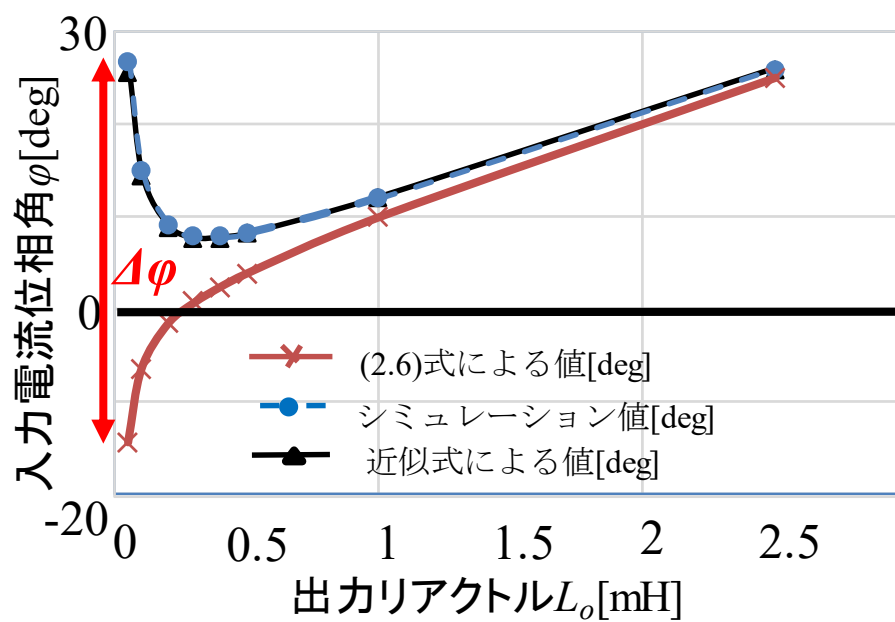
3.4.4 シミュレーション結果

シミュレーション結果を Fig3.5 に示す。条件① ②におけるグラフにおいて、(2.6)式とシミュレーションによる値との距離 $\Delta\varphi$ が位相のずれの大きさを示している。今、これらの結果から、近似式による値とシミュレーションによる値はほぼ同じだけ位相がずれていることが確認できる。つまり、この結果から位相のずれの原因は高調波成分の掛け合わせにより発生した基本波であるいえる。

ここで、シミュレーション条件を二つ設けた理由を説明しておく。条件①では、出力フィルタの値が固定であるため、出力電流に存在するスイッチングにより発生する高調波成分の大きさは変化しない。それに対して、負荷の値を小さくしていくことで出力電流の基本波成分が大きくなるため、相対的に高調波成分が基本波に対して小さくなるため位相のずれが小さくなる。条件②では、負荷の値を固定しているため出力電流の基本波成分はほぼ大きさが変わらないが、出力フィルタのパラメータを変化させる、つまりここで出力リアクトルの値を小さくしていくことで高調波成分が大きくなり位相のずれが大きくなる。出力フィルタの値を変化させることでも出力電流の基本波成分も変化はするが、今回は出力リアクトルの値の変化は基本波成分に対しては微小なのであるため、基本波成分にはあまり影響がない。これらの違いを示すために条件を二つ設けた。



(a) 条件①における結果



(b) 条件②における結果

Fig.3.5 シミュレーション結果

第4章 負荷電圧の振幅，位相制御法

本章では，負荷電圧一定制御における負荷電圧の振幅，位相制御法について述べる。最初に4.1節において，提案する振幅，位相制御法について述べる。次に4.2節において，提案した制御法の有効性を，シミュレーションにより検証する。

4.1 提案する振幅，位相制御法

4.1.1 振幅，位相制御法の基本原理

(2.10)式より，振幅変調率 A_a, A_b 及び出力電圧位相の指令値 ϕ_a, ϕ_b を要求に応じて操作することで，単相 MC の出力電圧の振幅，位相を制御できる。出力電圧を制御する手法として，電源電圧 v_{su}, v_{sv}, v_{sw} を検出し振幅，位相を操作するフィードフォワード制御と，負荷電圧 v_{la}, v_{lb} を検出し振幅，位相を操作するフィードバック制御があるが，本研究ではフィードバック制御を採用する。また本稿では，単相 MC の入力電圧と出力電流を用いた負荷電圧制御を提案する。(2.10)式～(2.14)式より，入力電圧と出力電流，制御関数を用いることで単相 MC の負荷電圧の振幅，位相は算出可能である。これは，エネルギーバッファを持たない回路方式と直接変換方式の特性を用いた理論である。負荷電圧 v_{la}, v_{lb} は(4.1)式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{la} \\ v_{lb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{la} \cos(\omega_o t - \phi_{la}) + v_{lah} \\ V_{lb} \cos(\omega_o t + \pi - \phi_{lb}) + v_{lbh} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.1)$$

V_{la}, V_{lb} は負荷電圧の基本波振幅であり， ϕ_{la}, ϕ_{lb} は基本波位相である。また， v_{lah}, v_{lbh} は負荷電圧の歪み成分である。

ここで負荷電圧は， V_{la}, V_{lb} が 141.4V(100Vrms)， ϕ_{la}, ϕ_{lb} が 0deg， v_{lah}, v_{lbh} が 0 となることが望ましくなる。今回構築した制御系では，基本波の振幅，位相のみを制御するものとする。

単相 MC の負荷側 1 相分回路を Fig 4.1 に示す。Fig 4.1 より負荷電圧は，電圧降下の関係から(4.2)，(4.3)式で表現される。

$$v_{la} + L_{out} \frac{di_{oa}}{dt} = v_{oa} \dots\dots\dots (4.2)$$

$$v_{la} = V_{oa} \angle \phi_{oa} + \omega L I_{oa} \angle \phi_{la} \dots\dots\dots (4.3)$$

両式内の出力電流 I_{oa} ，出力電圧 V_{oa} ，位相 ϕ を算出することで，瞬時負荷電圧は推定可能である。

4.1.2 瞬時負荷電圧算出法

負荷電圧算出ブロックを Fig 4.2 (a), (b)に示す。

Fig. 4.2(a) の負荷電圧算出ブロックを用いて、出力電流から出力電流の基本波成分の振幅、位相の算出方法を説明する。また、入力電流には本変換原理上、110Hz の歪み成分とスイッチングリプルが重畳されており、これらの成分は、負荷電圧算出の外乱となるため、以下の手法により取り除いていく。

まず、出力電流 i_{oa} は単相 MC の入出力関係式より、スイッチ電流 i_{Sa1} , i_{Sa2} , i_{Sa3} として(4.4)式で表現できる。ブロック 1 では、スイッチ電流の d-q 変換後電流を(4.4), (4.5)式を用いて(4.6)式のように表現する。さらに、 i_{d_sa} , i_{q_sa} からスイッチングリプル成分を LPF で取り除く。

$$\begin{bmatrix} i_{Sa1} \\ i_{Sa2} \\ i_{Sa3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{oa} \times a_1 \\ i_{oa} \times a_2 \\ i_{oa} \times a_3 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.4)$$

$$[c] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{d_sa} \\ i_{q_sa} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa1} \\ i_{Sa2} \\ i_{Sa3} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.6)$$

ブロック 2 では、d-q 変換で発生した 100Hz 成分の歪み成分を半周期位相シフトした波形に足し合わせることで、直流成分のみを取り出す。そしてブロック 3 で d-q 軸上で V_{oa} , I_{oa} , ϕ_{oa} , ϕ_{la} 計算する。

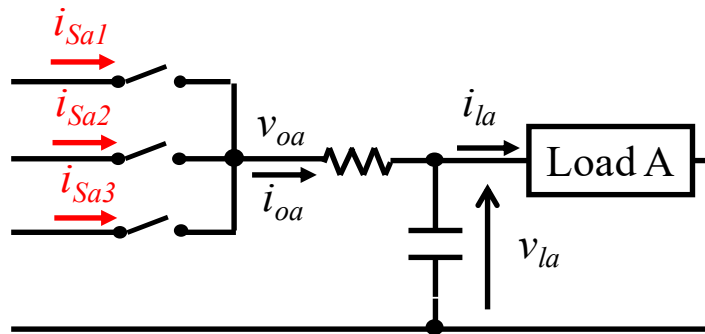
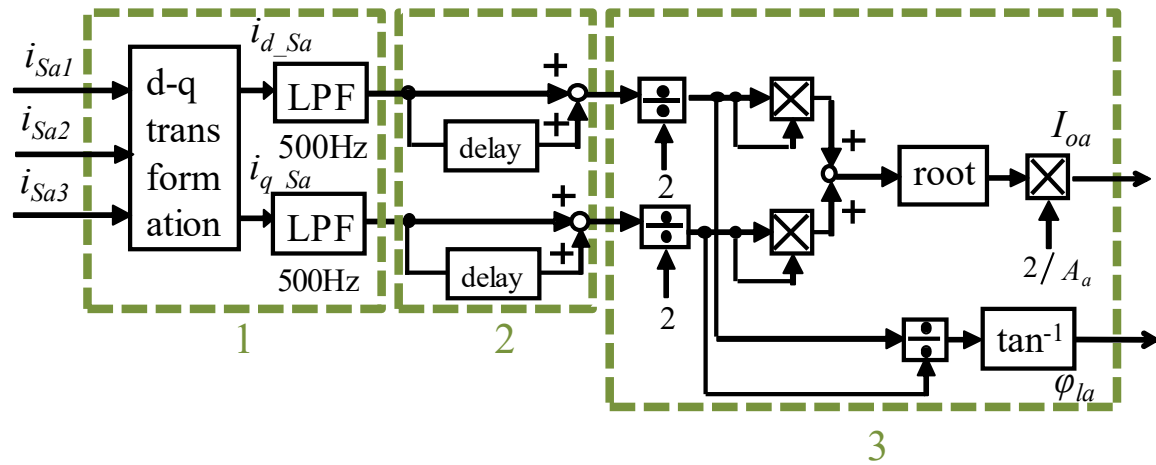
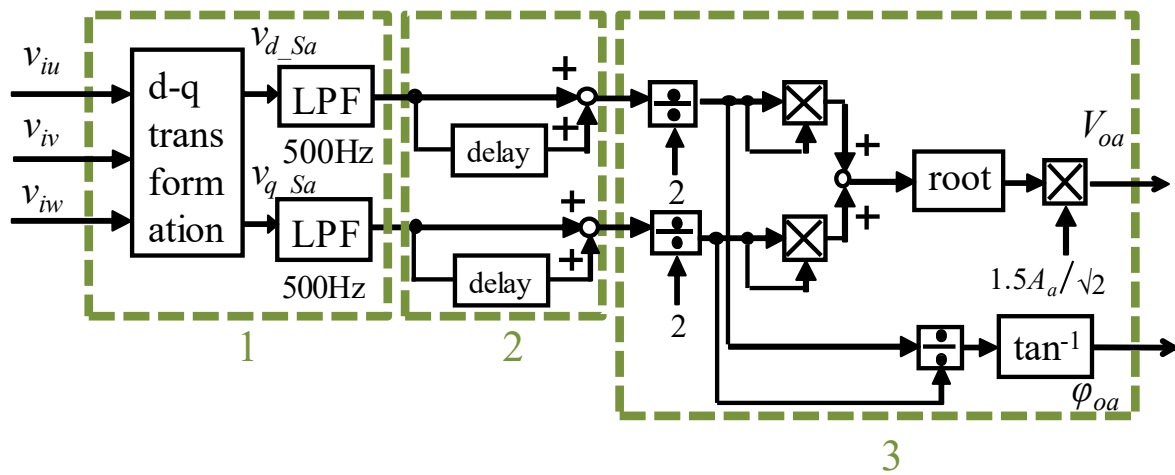


Fig. 4.1 a 相回路



(a) 負荷電圧算出ブロック (出力電流)



(b) 負荷電圧算出ブロック (入力電圧)

Fig. 4.2 負荷電圧算出ブロック

4.1.3 振幅，位相制御系

負荷電圧の振幅，位相制御系を Fig. 4.3 に示す。算出した負荷電圧の基本波成分 V_{la} , V_{lb} が指令値 141.4V となるよう PI 制御を行ない，得られた偏差 A_a, A_b を新たな振幅変調率とする。ここで PI 制御器の伝達関数 $K_{PI}(s)$ を，比例ゲイン K_P ，積分ゲイン K_I を用い(4.7)式に示す。

$$K_{PI}(s) = K_P + K_I / s \quad \dots\dots\dots (4.7)$$

さらに，算出した位相の基本波成分 φ_{la} , φ_{lb} が指令値 0deg となるように，得られた偏差 φ_a , φ_b を新たな出力電圧位相の指令値とする。

これらの値 $A_a, A_b, \varphi_a, \varphi_b$ を(2.6)式へ代入することで新たな制御関数が生成される。

この際，a 相と b 相は独立に制御可能であり，a 相と b 相の振幅と位相が異なる場合でも対応可能である。

ここで負荷電圧振幅，位相算出ブロック内の LPF は 2 次 LPF とする。また，2 次 LPF の伝達関数 $G_{LPF}(s)$ を，カットオフ周波数 f_{cl} ，減衰比 ξ を用い(4.8)式に示す。

また，2 次 LPF の伝達関数 $G_{LPF}(s)$ を，カットオフ周波数 f_{cl} ，減衰比 ξ を用い(4.8)式に示す。

$$G_{LPF}(s) = \frac{(2\pi f_{cl})^2}{s^2 + 2\xi(2\pi f_{cl})s + (2\pi f_{cl})^2} \quad \dots\dots\dots (4.8)$$

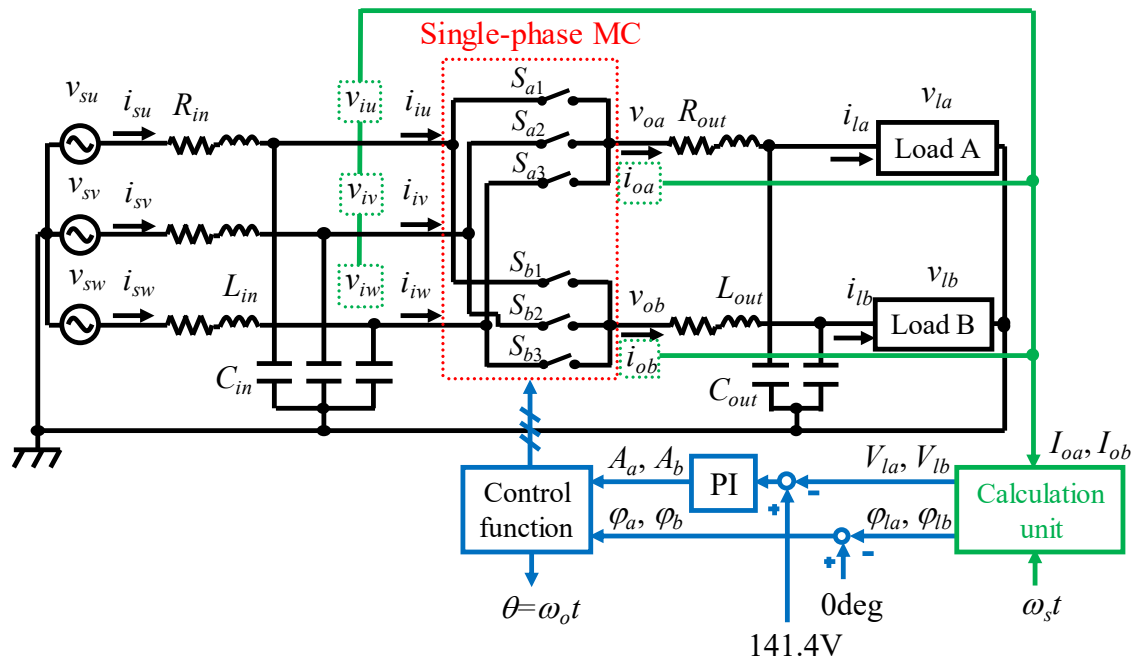


Fig. 4.3 負荷電圧の振幅，位相制御系

4.2 振幅，位相制御法のシミュレーションによる検証

Table. 4.1 にシミュレーションパラメータを示す。振幅，位相制御は，シミュレーションと同時に開始する。また，以降のシミュレーションは，理想スイッチで行なうものとする。

Table. 4.1 シミュレーションパラメータ（振幅位相制御法）

負荷 A	R_{la}, L_{la}	1.66[Ω], 1.0[p.u.], 1[mH]
負荷 B	R_{lb}	1.66 [Ω], 1.0[p.u.]
PI 制御器	K_P	0.001
	K_I	15

4.2.1 電源電圧変動

4.2.1.1 シミュレーション条件

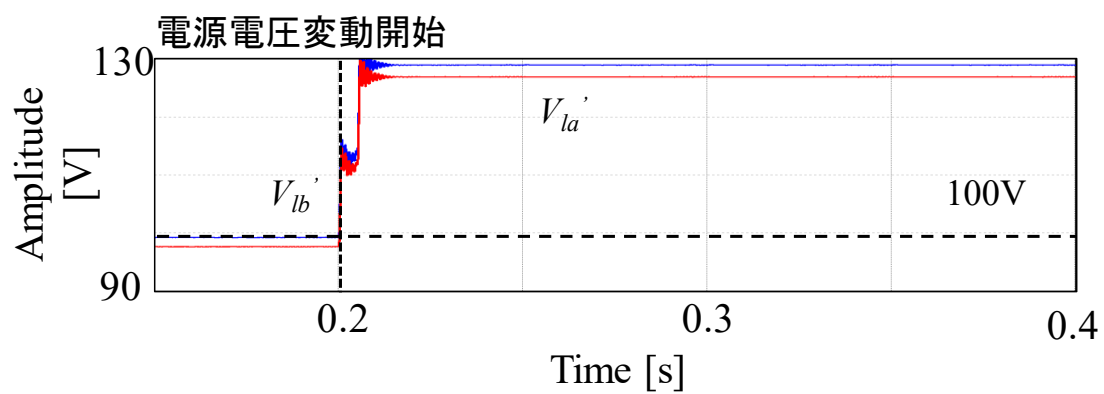
今回のシミュレーションは，不平衡負荷接続時の電源電圧変動における振幅，位相制御法の有効性を検証するために行なう。そのため Fig 4.3 内の負荷 A をインダクタンス及び抵抗の定格負荷，負荷 B を抵抗の定格負荷とする。また，電源電圧は 0.2 秒後にステップ的に 30%上昇させた。Table. 4.1 以外のパラメータは，Table. 2.1 のパラメータを利用する。

4.2.1.2 シミュレーション結果

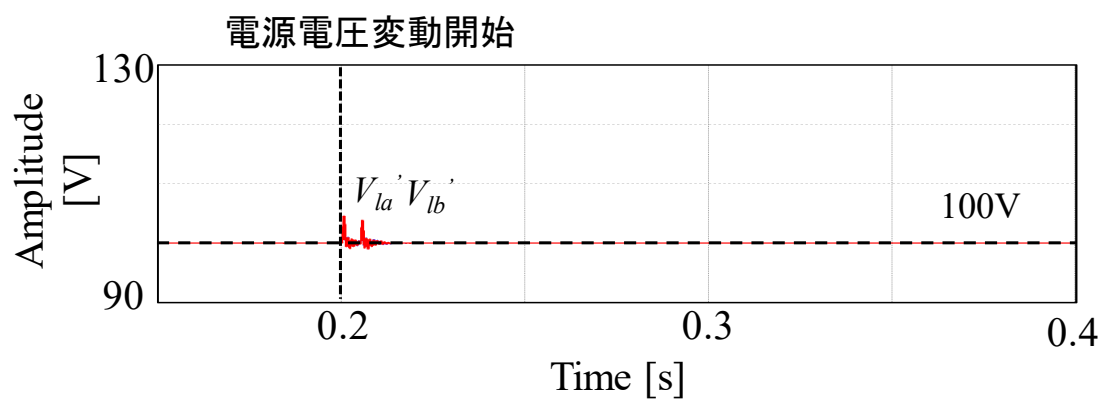
Fig. 4.4 に算出した負荷電圧の振幅波形，Fig. 4.5 に位相波形を示す。

Fig. 4.4 より，制御を行っていない場合は，電源電圧に比例して負荷電圧振幅も 30%上昇し，130V となっていることが分かる。しかし，制御を行なうことで，約 0.3 秒で 100V に制御できることが分かる。ここで，電源電圧変動開始時から約 5ms の算出遅れが発生している原因は，Fig 4.2 内の delay ブロックにより 100Hz の半周期分(1/200Hz)の遅延に起因していると考ええる。

Fig. 4.5 より，今回のシミュレーション条件では負荷位相は変化しない。ここで，この結果が定常状態の実際の負荷電圧位相を算出できているのか確認する。Fig. 4.6 の等価回路を用いて(4.9)式～(4.12)式の関係から求めると， $\phi_{la} = -5^\circ$ であった。Fig. 4.5 の位相においても正確に算出できたことがわかる。

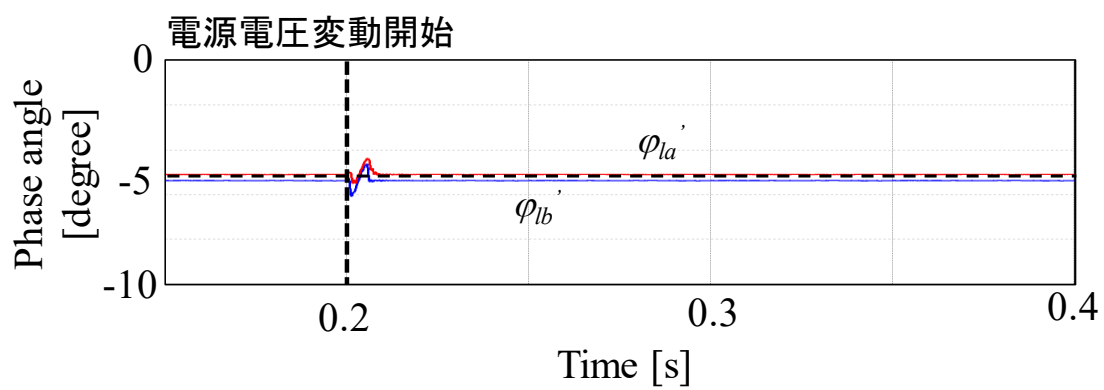


(a)制御無し

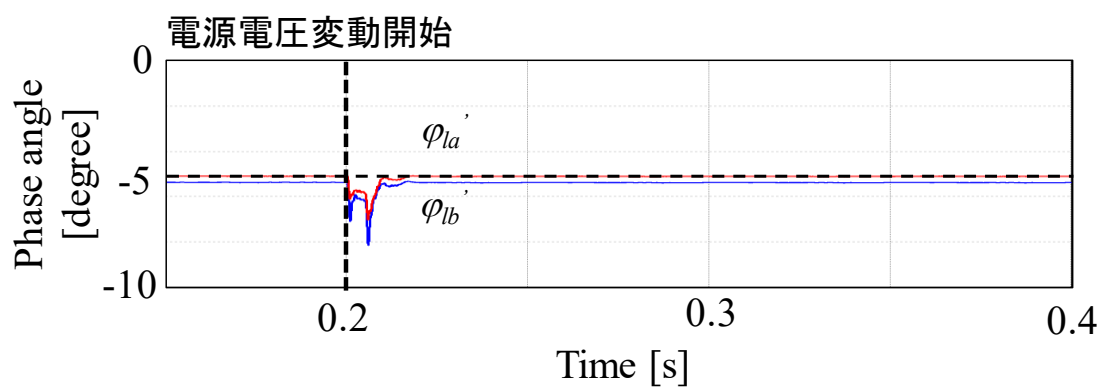


(b)制御有り

Fig. 4.4 算出した負荷電圧の振幅（電源電圧変動時）



(a)制御無し



(b)制御有り

Fig. 4.5 算出した負荷電圧の位相（電源電圧変動時）

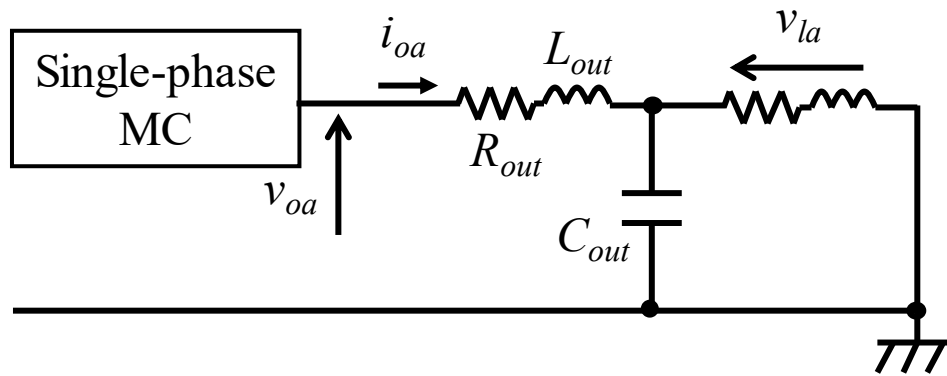


Fig. 4.6 負荷側一相回路（電源電圧変動時）

$$Y_1 = j\omega C_{out}, \quad Y_2 = \frac{1}{R_{la} + j\omega L_{la}} \quad \dots\dots\dots (4.9)$$

$$Y = Y_1 + Y_2 \quad \dots\dots\dots (4.10)$$

$$Z_o = Z_{out} + \frac{1}{Y_1} + \frac{1}{Y_2} \quad \dots\dots\dots (4.11)$$

$$\dot{Z}_o = |Z_o| \angle \phi_{la} \quad \dots\dots\dots (4.12)$$

4.2.2 負荷変動

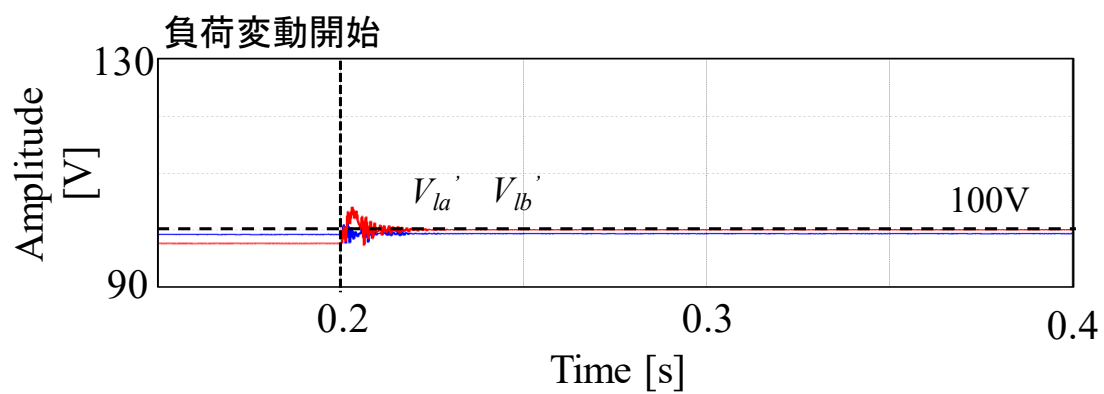
4.2.2.1 シミュレーション条件

今回のシミュレーションは、負荷変動時における振幅、位相制御法の有効性を検証するために行なう。そのため負荷 A を 0.2 秒後に無負荷に変化させた。その他のシミュレーション条件は、Table. 4.1 及び Table. 2.1 とする。

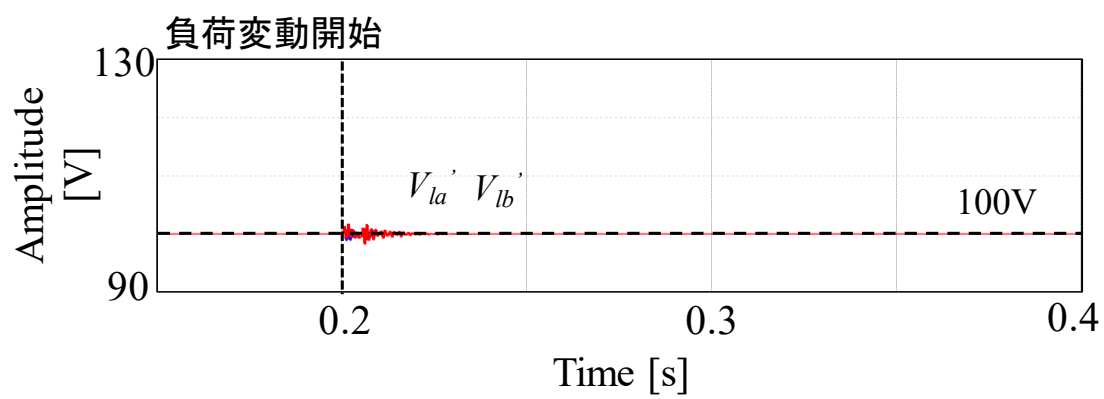
4.2.2.2 シミュレーション結果

Fig. 4.7 に算出した負荷電圧の振幅の応答波形を、Fig. 4.8 に位相の応答波形を示す。

Fig. 4.7 より、制御を行なっていない場合は、負荷の変化により振幅が変化することがわかり、振幅の誤差を制御できていることが分かる。また、Fig. 4.8 より位相も制御できることが分かる。

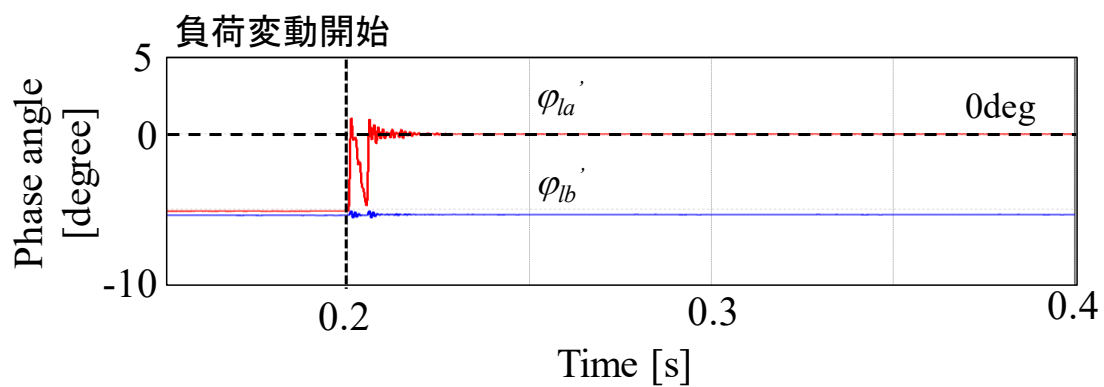


(a)制御無し

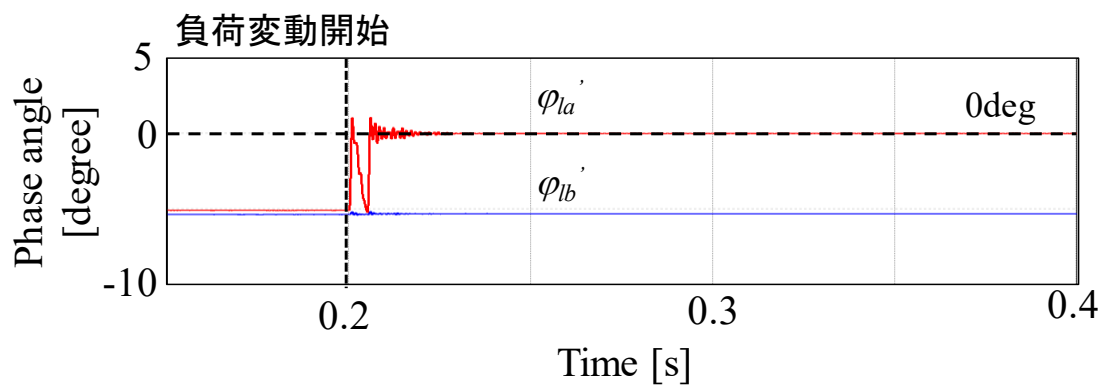


(b)制御有り

Fig. 4.7 算出した負荷電圧の振幅（負荷変動時）



(a)制御無し



(b)制御有り

Fig. 4.8 算出した負荷電圧の位相（負荷変動時）

4.2.3 電源電圧及び負荷変動時

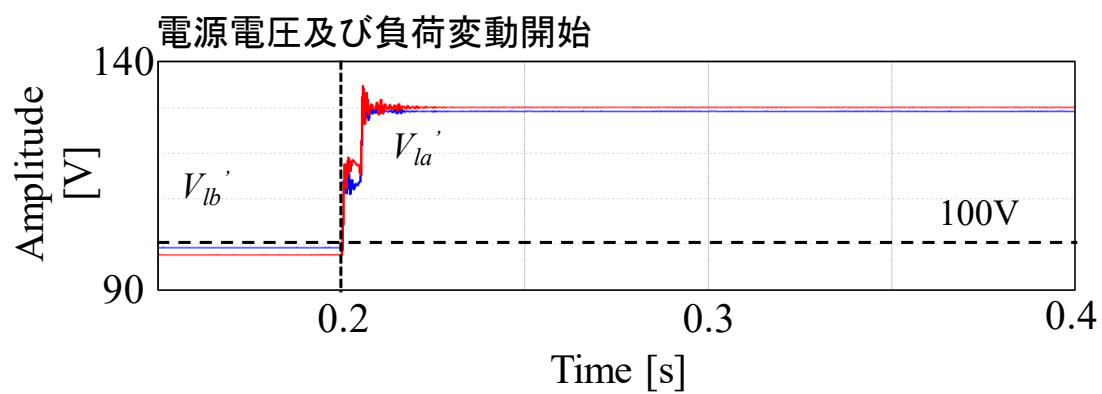
4.2.3.1 シミュレーション条件

今回のシミュレーションは，電源電圧及び負荷変動時における振幅，位相制御法の有効性を検証するために行なう。そのため電源電圧を，0.2 秒後にステップ的に 30%上昇させ，負荷 A を 0.2 秒後に定格負荷から無負荷に変化させた。その他のシミュレーション条件は，Table. 4.1 及び Table. 2.1 とする。

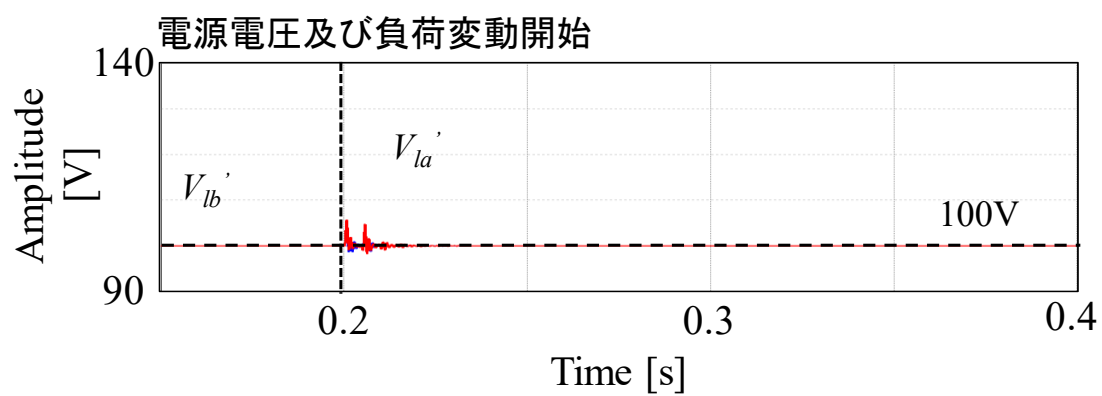
4.2.3.2 シミュレーション結果

Fig. 4.9 に算出した負荷電圧の振幅の応答波形を，Fig. 4.10 に位相の応答波形を示す。

Fig. 4.9 及び Fig. 4.10 より，電源電圧と負荷が同時に変化した場合でも，定常状態において，提案した負荷電圧制御系の有効性を確認できた。

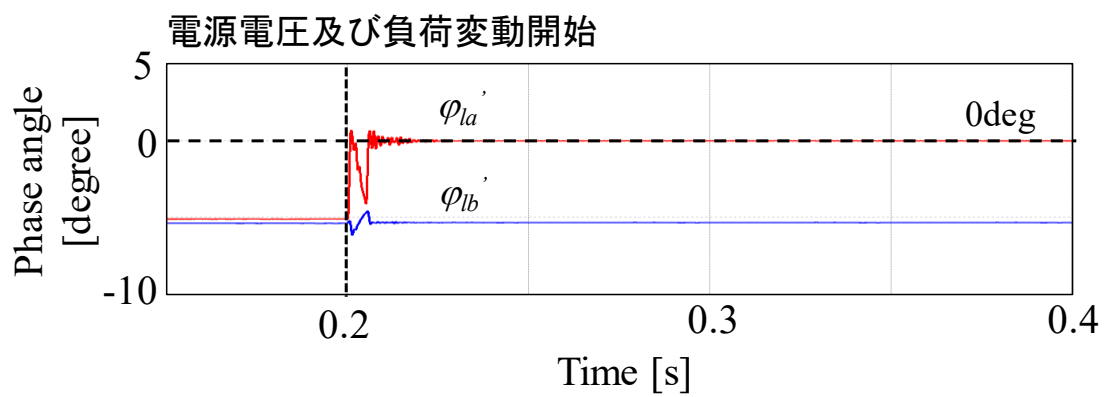


(a)制御無し

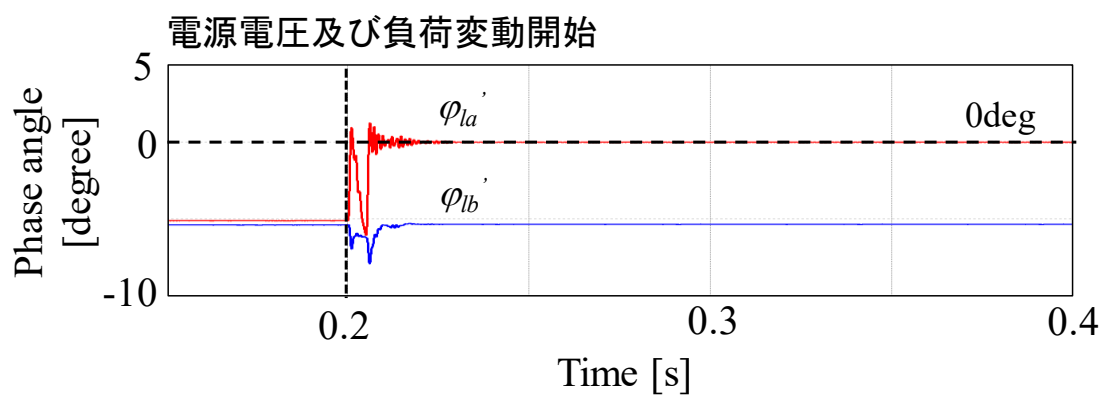


(b)制御有り

Fig. 4.9 算出した負荷電圧の振幅（電源電圧及び負荷変動時）



(a)制御無し



(b)制御有り

Fig. 4.10 算出した負荷電圧の位相（電源電圧及び負荷変動時）

4.2.4 提案した制御法の欠点

Fig. 4.11 に、電源電圧および負荷変動時の負荷電圧波形を示す。ここでは 0.2 秒時点で電源電圧を 30%，負荷 A を定格負荷から無負荷に変化させた。

図より負荷電圧は、定常状態において制御できているが、過渡状態において共振およびサージ電圧が発生していることが分かる。ここで、シミュレーション条件において出力フィルタ内の R_{out} はインダクタンス L_{out} の内部抵抗であるため、非常に小さな値となっている。そのため、負荷が無負荷となった際に、電流が出力 LC フィルタに全て流れ込んでしまうため、LC の共振による電圧脈動が発生する。この問題解決のためにダンピング制御法などが提案されているが詳細は文献[8]を参照にされたい。

Fig. 4.3 内の PI ゲインは試行錯誤的に決めたため、このゲインが適切かどうか分からない。そのため、システムの応答性を考慮した適切な制御器設計を行なう必要がある。

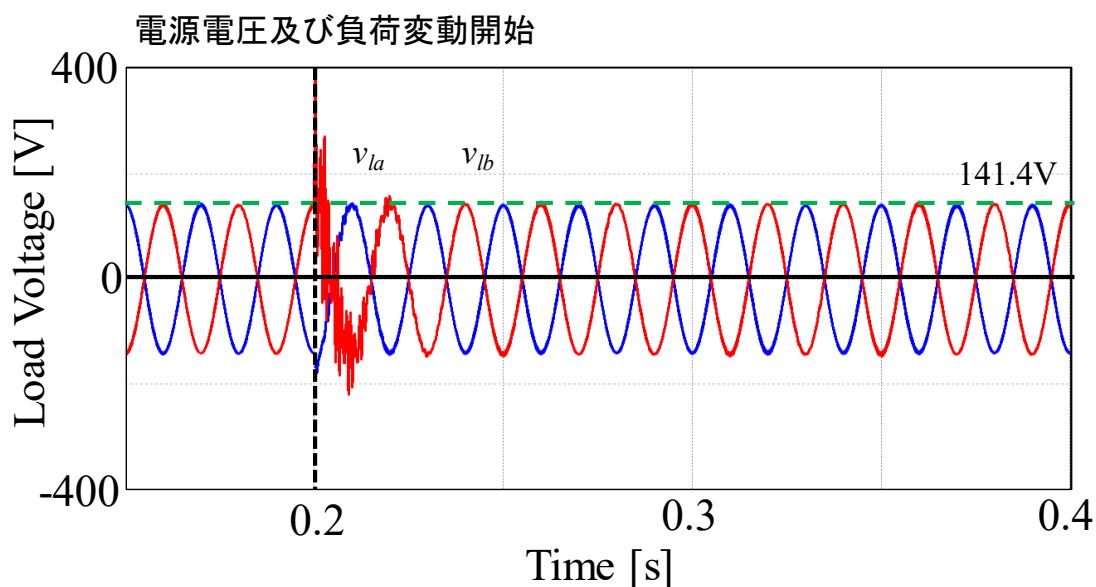


Fig. 4.11 振幅、位相制御による負荷電圧波形（負荷変動時）

第5章 単相 MC の入力電流歪みの抑制

本章では、2章で確認した単相 MC の新制御法により発生した、入力電流歪みを低減するための PPF について説明する。

5.1 PPF の設計

5.1.1 PPF のパラメータ算定

新制御法を用いて出力電圧を生成した場合、入力に高調波電流が発生してしまうことが(2.14)式より確認できる。そこで、入力電流歪みを低減する PPF の回路構成を提案し、設計した値を用いてシミュレーションを行う。

PPF により高調波成分を 75%低減することを目標に設計を行う。Fig.5.1 に本研究で提案する PPF の回路構成を示す。Fig.5.1 の回路は、直列共振フィルタと並列共振フィルタで構成され、系統インピーダンスを考慮し、電源と単相 MC システムの間に並列に PPF を接続することを考える。本稿では系統インピーダンス 400V 系、10Hz のマイクログリッド内配電線 2km の系統インピーダンスを $0.2+j0.2[\Omega]$ とする。

今回、用いた直列共振回路の共振周波数は(5.1)式、並列共振回路の共振周波数は(5.2)式で表される。一般的な共振回路の Q 値として、Q 値は 10 と考え、(5.3)、(5.4)式を用いて各パラメータを算出する。本方式の 110Hz の高調波成分に対するインピーダンスは $0.2+j0.367$ なので、 $R_f=0.2 \Omega$ 、 $L_f=0.531 \text{ mH}$ として、110Hz の高調波を75%低減することを考える。PPF の総インピーダンスは、 0.139Ω となるので $R_s=0.139 \Omega$ 、(5.1)式より $L_s=1.47 \text{ mH}$ 、(5.2)式と(5.3)式より $C_p=1.45 \text{ mF}$ 、 $L_p=0.175 \text{ H}$ 、(5.4)式より $R_p=1.09 \Omega$ となる。以上の値を表1にまとめ、このパラメータを用いてシミュレーションを行った。Table.5.1 にシミュレーションパラメータ示す。

$$Q = \frac{\omega_{110} L_s}{R_s} \dots\dots\dots (5.1)$$

$$f_{1s} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_s + L_p}{L_s L_p C_p}} (f_{1s}=110\text{Hz}) \dots\dots\dots (5.2)$$

$$f_{2s} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C_p}} (f_{2s}=10\text{Hz}) \dots\dots\dots (5.3)$$

$$Q = \frac{\omega_{10} L_p}{R_p} \dots\dots\dots (5.4)$$

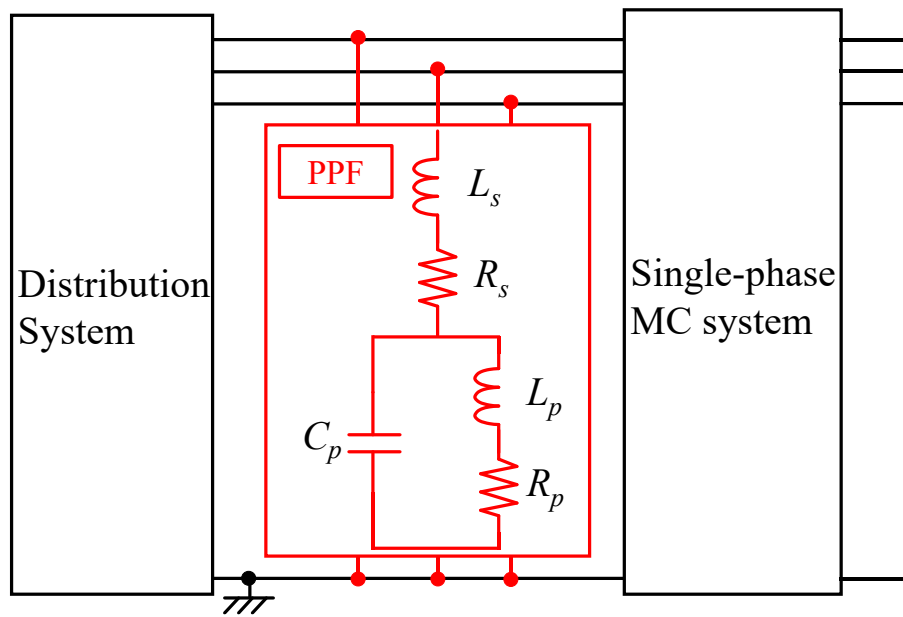


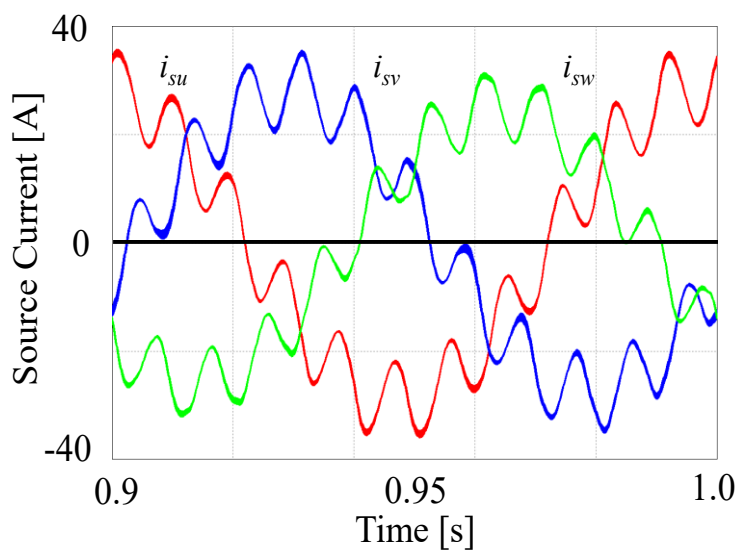
Fig. 5.1 提案する PPF の回路構成

Table.5.1 シミュレーションパラメータ

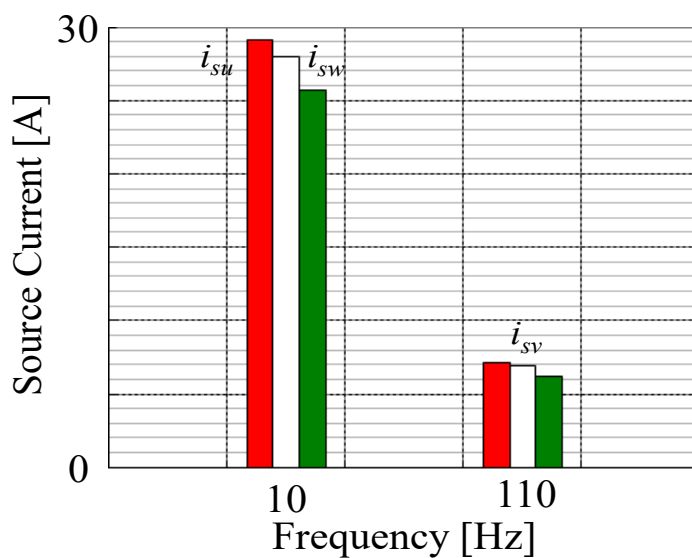
Symbol	Meaning	Value
V_s	Source line voltage	400 [Vrms]
f_s	Source frequency	10 [Hz]
V_{out}	Output phase voltage	100 [Vrms]
f_o	Output frequency	50 [Hz]
L_i	Input filter inductance	0.5 [mH]
R_i	Input filter resistance	16 [mΩ]
C_i	Input filter capacitance	20 [μF]
L_o	Output filter inductance	0.3 [mH]
R_o	Output filter resistance	10 [mΩ]
C_o	Output filter capacitance	25 [μF]
R_{la}, R_{lb}	Load resistance	1.67 [Ω]
A	Voltage amplitude modulation rate	0.2887
f_c	Carrier frequency	10[kHz]
L_s	PPF inductance	1.47 [mH]
R_s	PPF resistance	0.139 [Ω]
L_p	PPF inductance	0.175 [H]
R_p	PPF resistance	1.09 [Ω]
C_p	PPF capacitance	1.45 [mF]

5.1.2 シミュレーション結果

Fig.5.2(a)(b)にそれぞれ電源電流波形とその FFT 解析結果を示す。入力電流の高調波成分が 75%低減されていることが確認できる。よって、本節で設計した PPF を取り付けることで、低周波マイクログリッドシステムの高調波電流の問題は解決可能である。



(a) 入力電流波形



(b) 入力電流 FFT

Fig.5.2 シミュレーション結果(i_{iu} , i_{iv} , i_{iw})

第 6 章 結論

6.1 まとめ

第 1 章では、系統連系型マイクログリッドにおいて、配電用トランスの置き換えとして配電用マトリクスコンバータを導入することで、需要家に一定の電圧を供給できることを説明した。さらに、配電用マトリクスコンバータを用いた系統連系型マイクログリッドを構築することが本研究の目的であることを説明した。

第 2 章では、配電用マトリクスコンバータの主回路構成や電力変換方法について述べ、シミュレーションにて負荷電圧、電源電流波形の検証を行なった。

第 3 章では、単相 MC の入出力電圧・電流位相解析を行い、前任者までに定義されていた単相 MC の変換式において、入力電流が理論式通りに変換されない原因が出力電流の高調波成分とスイッチング周波数成分により生成される基本波成分にあることを数式及びシミュレーションにて確認した。

第 4 章では、負荷電圧を一定に制御するための、負荷電圧の振幅、位相制御法について新たな負荷電圧算出法を提案することで、制御の応答性を向上させることを説明した。さらに定常状態において負荷電圧を 0.1s 以内に一定値に制御できることをシミュレーションにて検証した。

第 5 章では、単相 MC の変換原理上、入力電流に高調波成分が重畳することに対する対策として PPF を提案し、その有効性をシミュレーションにて検証した。

6.2 今後の課題

3 章にて，入出力電圧電流位相解析を行った際，スイッチング方式によって高調波の現れ方が違うことが数式からも証明された。単相 MC の変換において，スイッチング順序の選び方に関してはまだ自由度が残されているので，高調波の発生の少ないスイッチングパターンを検討する必要がある。

4 章にて，提案した負荷電圧制御法の有効性を検証するため，今回は電源電圧変動時及び，負荷変動時における条件で行なった。今後は，マイクログリッドの周波数変動時，誘導性負荷，容量性負荷及び非線形負荷を接続した場合などに，制御可能であるか検証を行う必要がある。また，これらの条件をシミュレーション及び実機にて検証する必要がある。

5 章にて，入力電流歪みを取り除くためのフィルタを設計したが，PPF を取り付けことで入力電流に非平衡が発生している。これらの原因は零相電流が入力側に流れこんでいることが考えられるが，その原因を解明し，PPF の回路構成やパラメータを再検討する必要がある。

付録 A 高調波成分を含めた理論式の導出

付録 A.1 スイッチング関数

スイッチング関数を求める際に気を付けなければならないことは、そのパルスパターンに繰り返し性がないことである。よって、Fig.A.1 に示すように搬送波を基準にして考えることで通常のフーリエ級数展開が適用できる。

今、スイッチング関数と搬送波を式で表すと以下ようになる。

$$S_{sa1} = \begin{cases} 1 & (0 \leq t < t') \\ 0 & (t' \leq t < T_s) \end{cases} \dots\dots\dots (A.1)$$

$$e_s = \begin{cases} \frac{1}{T_s} t & (0 \leq t < T_s) \\ 0 & (t = T_s) \end{cases} \dots\dots\dots (A.2)$$

t_l は $a_l = e_s$ と置いた時の t の値であるから、

$$A \cos \omega t + h = \frac{1}{T_s} t \quad \therefore t' = T_s (A \cos \omega t + h) \dots\dots\dots (A.3)$$

となり、 t' を時間の関数としてみなせる。

今フーリエ級数展開の式を以下で与えておく。

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{n\pi t}{L} + b_n \sin \frac{n\pi t}{L} \right) \dots\dots\dots (A.4)$$

$$a_0 = \frac{1}{L} \int_0^{2L} f(t) dt \dots\dots\dots (A.5)$$

$$a_n = \frac{1}{L} \int_0^{2L} f(t) \cos \frac{n\pi t}{L} dt \dots\dots\dots (A.6)$$

$$b_n = \frac{1}{L} \int_0^{2L} f(t) \sin \frac{n\pi t}{L} dt \dots\dots\dots (A.7)$$

ただし、 $f(t)$ の周期は $2L$ であり n は自然数である。

a_0 , a_n , b_n , を求めると以下のようになる。

$$a_0 = \frac{2}{T_s} \int_0^{t'} dt = \frac{2}{T_s} t' = 2\{A \cos \omega t + h\} \dots\dots\dots (A.8)$$

$$a_n = \frac{1}{n\pi} \sin\{2n\pi \cdot (A \cos \omega t + h)\} \dots\dots\dots (A.9)$$

$$b_n = -\frac{1}{n\pi} [\cos\{2n\pi \cdot (A \cos \omega t + h)\} - 1] \dots\dots\dots (A.10)$$

よって s_{swal} は(A.8), (A.9), (A.10)式から以下のようになる。

$$\begin{aligned} S_{swal}(t) = & A \cos \omega t + h \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{n\pi} \sin\{2n\pi \cdot (A \cos \omega t + h)\} \cdot \cos \frac{2n\pi}{T_s} t - \frac{1}{n\pi} [\cos\{2n\pi \cdot (A \cos \omega t + h)\} - 1] \cdot \sin \frac{2n\pi}{T_s} t \right] \\ & \dots\dots\dots (A.11) \end{aligned}$$

(A.11)式において、下記のヤコビの展開式に基づき第3項目を変形する。ただし、 J_n は n 次のベッセル関数。

$$\cos(x \cos \theta) = J_0(x) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^l J_{2l}(x) \cos(2l\theta) \dots\dots\dots (A.12)$$

$$\sin(x \cos \theta) = 2 \sum_{l=0}^{\infty} (-1)^l J_{2l+1}(x) \cos(2l+1)\theta \dots\dots\dots (A.13)$$

加法定理を用いて第3項目を分解し、(A.12)(A.13)式が適用できる形に変形すると以下のよう表せる。ここでは第3項目を H と置く。

$$\begin{aligned} H = & \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n\pi} \right) \left[\left\{ 2 \sum_{l=0}^{\infty} (-1)^l J_{2l+1}(2n\pi A) \cos[(2l+1)\omega t] \right\} \cdot \cos 2n\pi h \right. \\ & + \left\{ J_0(2n\pi A) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^l J_{2l}(2n\pi A) \cos(2l\omega t) \right\} \cdot \sin 2n\pi h \left. \right] \cdot \cos \frac{2n\pi}{T_s} t \\ & - \left[\left\{ J_0(2n\pi A) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^l J_{2l}(2n\pi A) \cos(2l\omega t) \right\} \cdot \cos 2n\pi h \right. \\ & \left. - \left\{ 2 \sum_{l=0}^{\infty} (-1)^l J_{2l+1}(2n\pi A) \cos[(2l+1)\omega t] \right\} \cdot \sin 2n\pi h - 1 \right] \cdot \sin \frac{2n\pi}{T_s} t \\ & \dots\dots\dots (A.14) \end{aligned}$$

(A.14)式の $\sin 2n\pi h$ と $\cos 2n\pi h$ それぞれ A_n, B_n , また $2l+1=k (l=0,1,2\cdots, k=1,3,5\cdots)$ と置き, 以下の公式(1)(2)を用いると(A.14)式は以下の(A.15)式のように求まる。ただし, $2\pi/T_s=\omega_c$ とする。

$$\cos x \cdot \cos y = \frac{1}{2} \{ \cos(x+y) + \cos(x-y) \} \dots\dots\dots \text{公式(1)}$$

$$\sin x \cdot \cos y = \frac{1}{2} \{ \sin(x+y) + \sin(x-y) \} \dots\dots\dots \text{公式(2)}$$

$$\begin{aligned} H = & \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n\pi} \right) \left[B_n \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_k(2n\pi A) \{ \cos(n\omega_c + k\omega)t + \cos(n\omega_c - k\omega)t \} \right. \\ & + A_n J_0(2n\pi A) \cos n\omega_c t + A_n \sum_{k=3}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_{2k-1}(2n\pi A) [\cos \{ n\omega_c + (k-1)\omega \} t + \cos \{ n\omega_c - (k-1)\omega \} t] \\ & - [B_n J_0(2n\pi A) \sin n\omega_c t + B_n \sum_{k=3}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_{2k-1}(2n\pi A) [\sin \{ n\omega_c + (k-1)\omega \} t + \sin \{ n\omega_c - (k-1)\omega \} t] \\ & \left. - \{ A_n \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_k(2n\pi A) \{ \cos(n\omega_c + k\omega)t + \cos(n\omega_c - k\omega)t \} - \sin n\omega_c t \} \right] \end{aligned}$$

\dots\dots\dots (A.15)

(A.15) 式において, 公式(3)(4)を用いることにより最終的に(A.16)式を得る。

$$\begin{aligned} s_{sa1} = & A \cos \omega t + h \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n\pi} \right) \left[\sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} J_k(2n\pi A) [\cos \{ (n\omega_c + k\omega)t - 2nh\pi \} + \cos \{ (n\omega_c - k\omega)t - 2nh\pi \}] \right. \\ & \left. + \sum_{k'=2,4,6,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{k'}{2}} J_{k'}(2n\pi A) [\cos \{ (n\omega_c + k'\omega)t - 2nh\pi + \frac{\pi}{2} \} + \cos \{ (n\omega_c - k'\omega)t - 2nh\pi - \frac{\pi}{2} \}] + X_n \cos(n\omega_c t - \alpha) \right] \end{aligned}$$

\dots\dots\dots (A.16)

$$\begin{aligned} X_n = & \sqrt{J_0^2(2n\pi A) + 1 + 2J_0(2n\pi A) \cos(-2nh\pi + \pi)} \quad , \quad Y_n = \sqrt{J_0^2(2n\pi A) + 1 + 2J_0(2n\pi A) \cos(-4nh\pi + \pi)} \\ \alpha = & \tan^{-1} \frac{-J_0(2n\pi A) \sin(-2nh\pi + \frac{\pi}{2}) - \sin(-\frac{\pi}{2})}{J_0(2n\pi A) \cos(-2nh\pi) + \cos(-\frac{\pi}{2})} \quad \beta = \tan^{-1} \frac{-J_0(2n\pi A) \sin(-4nh\pi + \frac{\pi}{2}) - \sin(-\frac{\pi}{2})}{J_0(2n\pi A) \cos(-4nh\pi + \frac{\pi}{2}) + \cos(-\frac{\pi}{2})} \\ \gamma = & \tan^{-1} \frac{-X_n \sin(-\alpha) - Y_n \sin(-\beta)}{X_n \cos(-\alpha) + Y_n \cos(-\beta)} \end{aligned}$$

\dots\dots\dots (A.17)

$$a \sin x + b \cos x = \sqrt{a^2 + b^2} \cos(x - \beta) \quad \beta = \tan^{-1} \frac{a}{b} \dots\dots\dots \text{公式(3)}$$

$$a \cos(\theta + x) + b \cos(\theta + y) = \sqrt{a^2 + b^2 + 2xy \cos(x - y)} \cos(\theta - \beta') \quad \beta' = \tan^{-1} \frac{-a \sin x - b \sin y}{a \cos x + b \cos y} \dots\dots\dots \text{公式(4)}$$

以下 $S_{sa2} \sim S_{sb3}$ についても同様の手順でもとまる。三角波比較変調方式についても同様である。

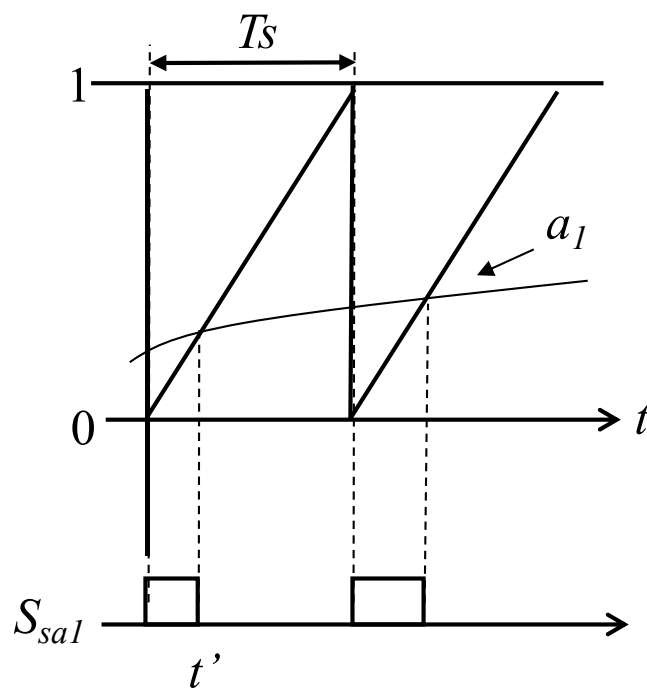


Fig.A1 信号波と搬送波

参考文献

- [1] 長野剛, 伊東淳一:「複数台運転を想定した永久磁石同期電動機の直入れ運転の基礎検討」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, No.3-60, (2014)
- [2] Hitoshi Haga,, Isao Takahashi,, Kiyoshi Ohishi :「Unity Power Factor Operation Control Method for Single-phase to Three-phase Matrix Converter」, IEEJ Trans. IA, Vol.124, No5, (2004)
- [3] 山田洋明, 花本剛士:「マトリックスコンバータを用いた風力発電システムにおけるかご形誘導機系統並列時の突入電力抑制法」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, No.1-37, (2013)
- [4] 鎌倉輝男, 林健太郎, 黒川浩助:「マトリックスコンバータを用いた系統連系用ルータ機器の開発」, 平成 18 年電気学会電力・エネルギー部門大会, 185, (2006)
- [5] 山田亮介, 山村直紀, 石田宗秋:「中性線を持つ三相一単相用マトリックスコンバータの負荷電圧制御法」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, 1-33, (2013)
- [6] 青木啓太, 山村直紀, 石田宗秋:「中性線を持つ三相一単相マトリックスコンバータを用いた低周波マイクログリッドシステム」, 平成 26 年電気学会全国大会, 7-033, (2013)
- [7] Keita Aoki, Naoki Yamamura, Muneaki Ishida:「Improvement of the Switching System in the Power Distribution for Three-phase to Single-phase Matrix Converter System with Neutral Line」, 18th International Conference on Electrical Machines and Systems, 26P9-1, p.p.1-6, 2015-10
- [8] 山田亮介:「配電用マトリックスコンバータの負荷電圧制御に関する研究」, 平成 26 年度三重大学大学院工学研究科修士論文, (2014)
- [9] 前島剛志, 山村直紀, 石田宗秋:「単相 3 線式用マトリックスコンバータの特性」SPC・EDD 合同研究会, EFM09042, EDD09076, SPC09143
- [10] 迫間泰樹, 山村直紀, 石田宗秋:「中性線を持つ三相/単相マトリックスコンバータにおける制御方法の一考察」, H24 年度電気学会東海支部連合大会, E4-3, (2012)

論文目録

- <1> 青木啓太, 山村直紀, 石田宗秋 : 「配電用三相/単相マトリクスコンバータにおけるスイッチング方式の評価」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, No.1-15, 2015-9
- <2> Keita Aoki, Naoki Yamamura, Muneaki Ishida : 「Improvement of the Switching System in the Power Distribution for Three-phase to Single-phase Matrix Converter System with Neutral Line」, 18th International Conference on Electrical Machines and Systems, 26P9-1, p.p.1-6, 2015-10
- <3> Keita Aoki, Naoki Yamamura : 「Construction of the Low Frequency Micro Grid Using Three-Phase to Single-phase Matrix Converter with Neutral Line」, The 4th Aisa-Pacific Conference on Engineering and Applied Science, APCEAS-803, 2016-8
- <4> 青木啓太, 山村直紀, 石田宗秋 : 「三相 4 線式—単相 3 線式マトリクスコンバータのスイッチング方式が入力電流に与える影響に関する考察」, パワーエレクトロニクス学会「第 215 回定例研究会」, JIPE-42-18, 2016-10
- <5> Keita Aoki, Naoki Yamamura, Muneaki Ishida : 「Study on Load voltage control method for Three-Phase to Single-phase Matrix Converter system」, International Symposium for Sustainability by Engineering at MIU, 2P17, 2016-12
- <6> 青木啓太, 山村直紀, 石田宗秋 : 「中性線を持つ三相—単相マトリクスコンバータの負荷電圧一定制御」, 平成 29 年電気学会全国大会, 2017-3

謝辞

本研究の遂行および本論文の作成において、終始丁寧にご指導いただきました三重大学 電気電子工学 教授 工学博士 石田 宗秋先生，同大学 電気電子工学 准教授 工学博士 山村 直紀先生，同大学 電気電子工学 助教 工学博士 矢代 大祐先生，文部科学技官 廣田 栄毅氏に心より御礼申し上げます。また，貴重な時間をさいて本論文の査読をして頂いた三重大学 電気電子工学 教授 工学博士 駒田 諭先生に心より御礼申し上げます。

本研究の進行に際し，数々の御助言を頂きました平成 26 年度博士前期課程修了生 迫間 泰樹氏，また共に本研究を進めてきた共同研究者である学部生の WANG QIAN 氏に心より感謝します。

また，平成 25 年 4 月の研究室配属から多くの時間を共に過ごした制御システム研究室，エネルギーシステム研究室のみなさんに心から感謝いたします。

最後に，博士前期課程に進学し，6 年間何不自由なく勉学，研究に励めたのは家族の理解と協力のお蔭であります。末筆ながら，家族に対する深い感謝の念をもって本論文を締めくくりたいと思います。