

マトリクスコンバータを用いた
高周波リンク型 AC-DC コンバータによる
バッテリー充電のための制御法

平成 27 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

出口 延佳

目次	
第1章 序論.....	3
1.1 本研究の背景.....	3
1.1.1 MCの電気自動車用充電器としての応用と期待.....	3
1.1.2 電気自動車用充電器の充電制御法.....	4
1.1.3 諸問題とその対策.....	5
1.2 本研究の目的.....	6
1.3 本論文の構成.....	7
第2章 MCを用いた高周波リンク形AC-DCコンバータの制御原理.....	8
2.1 回路構成.....	8
2.2 制御関数の定義と入出力間の関係.....	9
2.3 スイッチングパターンの生成法の一例.....	12
2.4 適用する制御関数（座標変換方式）.....	14
2.4.1 制御関数.....	14
2.4.2 スイッチング順序.....	16
第3章 CC/CV充電制御と励磁電流制御の両立.....	18
3.1 CC/CV充電制御.....	18
3.1.1 回路動作の解析.....	20
3.1.2 制御器設計のための近似等価回路モデル.....	25
3.1.3 バッテリモデルの扱い.....	26
3.1.4 制御モデルの検討.....	28
3.2 励磁電流制御.....	34
3.2.1 直流偏磁のメカニズム.....	34
3.2.2 直流偏磁抑制方法の検討.....	36
3.2.3 制御変数の検討.....	37
3.2.4 制御モデルの検討.....	39
3.3 両制御の制御器設計.....	43
3.4 シミュレーションによる検証.....	48
第4章 電源不平衡補償.....	53
4.1 補償原理.....	55
4.2 シミュレーションによる検証.....	57
第5章 結論.....	60
5.1 まとめ.....	60

5.2 今後の課題.....	61
参考文献.....	63
関連論文及び口頭発表.....	65
謝辞.....	66

第 1 章 序論

1.1 本研究の背景

1.1.1 MC の電気自動車用充電器としての応用と期待

近年、二酸化炭素を直接排出しない電気自動車(EV)が注目を集めている。EV の需要増加に伴い、EV 用充電器にも更なる小型化、低損失化の要求が高まっている。ところで、多くの EV 用充電器で、絶縁用トランスの小型化が可能となる高周波リンク形 AC-DC コンバータの回路構成が採用されている^[1]。トランス接続部における高周波変換のため、一般的にコンバータ-インバータが用いられており、したがって充電システムは Fig.1.1 のような回路構成が多く利用されている。コンバータ-インバータ方式は交流電源を直流に変換し、再び任意の振幅・周波数の交流に変換するが、直流リンク部にはエネルギー蓄積要素として電解コンデンサが使用されている。この電解コンデンサは環境条件により、劣化、寿命の問題があることが指摘されてきた。このような問題を解決する次世代電力変換器の一候補として、直流リンクを持たず、交流電源を直接交流に変換するマトリクスコンバータ(MC)が注目を集めている^{[2][3]}。

MC 方式はコンバータ-インバータ方式に対し、

- (1) 電解コンデンサを使用しないことにより、高寿命、省スペースである^{[4][5]}。
- (2) コンバータ-インバータ方式では電流経路中に 4 つのパワー半導体デバイスが存在するが、MC 方式では 2 つであるため、逆素子 IGBT を用いた場合、スイッチオン損失が少なくなる。

といった利点がある。

ただし、MC に使用するパワー半導体デバイスには交流電圧が加わるため、従来は IGBT にダイオードを組み合わせることで逆耐圧を得ていた。そのためオン損失が大きくなってしまい、(2)の特徴を生かすことができなかった。しかし、昨今、パワー半導体デバイス単体で逆阻止耐圧を得る逆阻止形 IGBT が開発され、パワー半導体デバイスで発生する損失が低減されている^[6]。また、高性能な SiC 素子を用いたスイッチングデバイスの研究が盛んに行われているため、MC の応用に期待が高まっている。

1.1.2 電気自動車用充電器の充電制御法

現在使用されている EV 用充電器において、EV 用急速充電器の JIS 規格^[1]で示されるように一定電流(CC)/一定電圧(CV)充電方式が利用できることが規定されている。バッテリーの充電において、バッテリーの寿命、即応性が特に重要な要素といえる。そこで本稿では過電流充電や CC と CV の切り替え時に発生するワインドアップ等による過電圧充電を発生させない CC/CV 充電方式について検討した。また、CC/CV 充電において制御性能を定量的に評価するため、整流器二次側から見た近似等価回路を導出し、これに基づいた制御器設計について検討した。

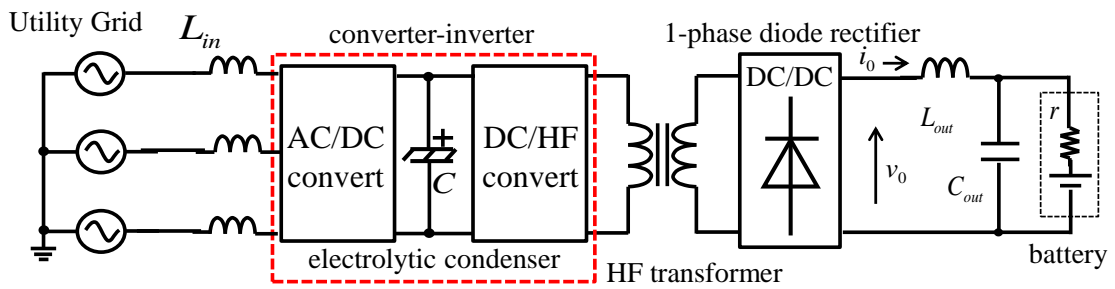


Fig. 1.1 一般的な高周波リンク形充電システムの主回路構成

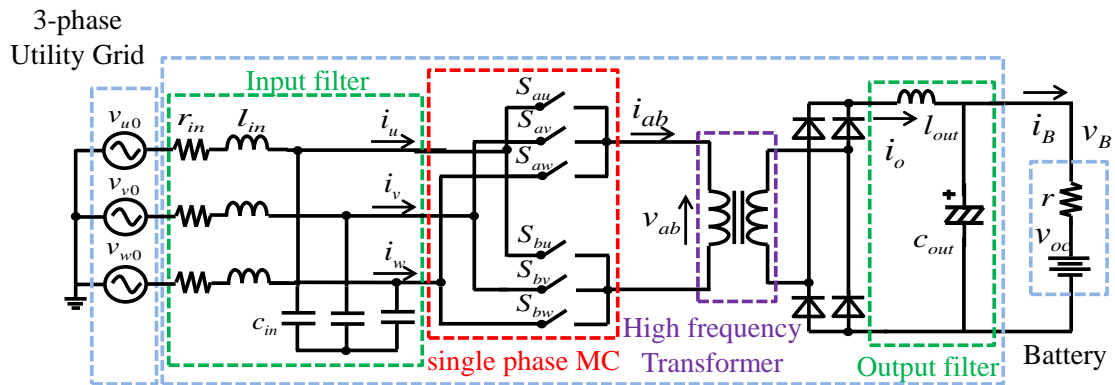


Fig. 1.2 MC を用いた高周波リンク形充電システムの主回路構成

1.1.3 諸問題とその対策

Fig.1.2 に本研究で扱う MC を用いた高周波リンク形 AC-DC コンバータの主回路構成を示す。本構成では制御を必要とする三相-単相 MC と絶縁用高周波トランスが直接接続されるため、スイッチング素子のオン電圧のばらつき、デッドタイム等によるスイッチングの不均衡により DC 電圧が出力電圧に重畳し、高周波トランスで直流偏磁が発生するという問題がある。この対処法として、従来のコンバータ-インバータシステムでコンデンサをトランスに直列接続することで、直流成分の抑制する方法が挙げられる。しかし、トランス入力電圧歪の影響を抑えるためにはコンデンサ容量の大きなものを使用するか、トランス入力電圧の周波数を高くする必要がある。これは小型化、低損失化の面で不利となる恐れがある。そのため、本研究では MC の制御により、励磁電流直流成分の抑制を試みる。加えて、励磁電流制御、CC/CV 充電制御、ともに MC 制御関数の同じ変数 A を用いているため、相互に干渉する恐れがある。そこで、相互干渉しないような制御器設計について制御モデルを用いて具体的に検討していく。

ところで、ここまでの議論は三相平衡電源を前提としていた。しかし、本システムが使用される環境が三相不平衡電源の可能性が無いとはいえない。この時、MC 出力電圧振幅に基本波成分の二倍調波が重畳し、整流後の DC 電圧にリップルが発生してしまうという問題がある。JIS 規格において許容リップルの大きさが決められており、このリップルは抑制する必要がある。その一つの方法として、出力フィルタによるリップル除去が考えられるが、低次数の高調波成分を除去する場合、大きな値を持つリアクトル、キャパシタが必要となり、システム全体の小型化には不利となる。そこで、本稿では文献[7]に示される PWM 制御サイクロコンバータの出力電圧制御法を三相-単相 MC に応用し、三相不平衡補償について検討したので報告する。

1.2 本研究の目的

本研究では, マトリクスコンバータを用いた高周波リンク形 AC-DC 変換器に対して, EV 用充電器への適用を目的とする。本論文では, CC/CV 充電制御, 励磁電流制御及び, 両制御相互の影響について検討したことを報告する。さらに, 三相不平衡時の入力線間電圧を用いた出力電圧制御の手法について報告する。

最後にこれまでの検討を踏まえて, 今後検討すべき課題を紹介する。

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、マトリクスコンバータを用いた高周波リンク形 AC-DC コンバータの回路構成と三相-単相 MC 部のスイッチング、および制御関数について説明する。

第3章では、マトリクスコンバータを用いた高周波リンク形 AC-DC コンバータの回路動作を解析し、回路動作に基づく近似等価回路を導出する。そして、CCCV 充電の制御器に関して検討する。

第4章では、トランス部において問題となる直流偏磁を抑制する励磁電流制御について、原理を説明する。そして、モデルを用いて制御器に関して検討する。

第5章では、CCCV 充電制御と励磁電流制御全体の制御モデルについて検討し、モデルに基づいた両制御の制御器を設計する。さらに、その動作についてシミュレーションを用いて確認する。

第6章では、電源不平衡補償の原理について説明し、シミュレーションにより動作を確認する。

第7章では、本研究で得られた成果についてまとめ、今後の課題について述べる。

第2章 MC を用いた高周波リンク形 AC-DC コンバータの制御原理

本章では、本研究の対象とするマトリクスコンバータを用いた高周波リンク形 AC-DC コンバータの動作を明確にするため、回路構成や制御原理について述べる。回路構成について説明した後、三相-单相マトリクスコンバータのスイッチングと制御関数について示す。

2.1 回路構成

Fig. 1.2 の回路は、線間 200[V]の三相對称交流電源、入力フィルタ 双方向に電流制御が可能な双方向スイッチ 6 個で構成された三相-单相 MC、絶縁用高周波トランス、整流器、出力フィルタから構成される。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 ON 時間を選択することにより、高周波方形波電圧を直接出力する。この二次側に高周波トランスを接続することで絶縁を確保する。そして、さらにその二次側の整流器により直流に変換する。

2.2 制御関数の定義と入出力間の関係

マトリクスコンバータは $S_{a1} \sim S_{c3}$ の 6 個の双方向スイッチを切り替えて入力相 u, v, w と出力相 a, b との接続時間を決定することで入出力の変換を行なう。三相-单相マトリクスコンバータは電源側を電圧源、負荷側を電流源となるように降圧形として制御する。したがって、電源短絡と負荷開放を防ぐため、同一入力相に接続される双方向スイッチは、1 つは必ずオンさせるが 2 つ以上はオンさせない。スイッチングパターンの例を Fig. 2.1 に示す。Fig. 2.1 の図中の記号は制御周期 T_S 内でそれぞれ示したスイッチがオンであることを示す。

出力電流 i_a, i_b , 入力電圧 v_u, v_v, v_w を制御周期 T_S 内で各相の接続を切り替えることで入力電流 i_u, i_v, i_w , 出力電圧 v_a, v_b を生成する。キャリア周波数成分を除去するために入力側にはインダクタンス l_m , キャパシタンス c_m で構成される入力フィルタが接続される。以降、マトリクスコンバータのスイッチングを入出力の PWM 制御として説明する。Fig. 2.2 にスイッチングパターンの例を示したが、6 個のスイッチ $S_{a1} \sim S_{b3}$ それぞれの制御周期 T_S 内のオン時間の割合を変数 $a_1 \sim b_3$ として表したものを導入する。これを式で表すと、例えば a_1 については(2.2.1)式で表される。(2.2.1)式に従って決定されるオン時間比 $a_1 \sim b_3$ を連続関数として定義したものを「制御関数」と呼ぶ。

$$a_1 = \frac{(T_S \text{ 内の } S_{a1} \text{ のオン時間})}{T_S} \dots\dots\dots (2.2.1)$$

電源短絡と負荷開放を防ぐため、各相の 3 つのスイッチは、 T_S 内で必ず 1 つはオンでなければならない。そのため、制御関数は(2.2.2)式、(2.2.3)式を満足する必要がある。

$$\begin{cases} a_1 + a_2 + a_3 = 1 \\ b_1 + b_2 + b_3 = 1 \end{cases} \dots\dots\dots (2.2.2)$$

$$0 \leq a_n \leq 1, \quad 0 \leq b_n \leq 1, \quad n = 1, 2, 3 \dots\dots\dots (2.2.3)$$

このとき、入力電流 i_u, i_v, i_w の T_S 内の平均値を $\bar{i}_u, \bar{i}_v, \bar{i}_w$ とすると(2.2.4)式の関係がある。

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_u \\ \bar{i}_v \\ \bar{i}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & b_1 \\ a_2 & b_2 \\ a_3 & b_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.2.4)$$

出力電流が振幅一定の方形波，入力電圧が三相對称交流として確立している状態で，制御関数により(2.2.4)式に従って入力電流を決定した場合，出力電圧も(2.2.4)式に従って一意に決定される。これはコンバータ-インバータを用いる場合と異なり，入出力が直接接続されているためである。

したがって，出力電圧 v_a , v_b の T_s 内の平均値を \bar{v}_a , \bar{v}_b とすると，(2.2.5)式の関係がある。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_a \\ \bar{v}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.2.5)$$

本節で述べたことから，マトリクスコンバータの制御の基本は6個の双方向スイッチでいかに入出力の制御を同時に行なうかという問題に帰着することができる。このPWM制御は，出力電流をもとに入力電流，周波数を制御することであると同時に，入力電圧をもとに出力電圧を決定することでもあることが(2.2.4)式，(2.2.5)式から分かる。したがって，マトリクスコンバータのPWM制御では，出力側に供給する電圧を制御するための要求と電源の電流波形を改善する要求を同時に満たす制御関数 $a_1 \sim c_3$ を決める必要がある。そのため，従来のコンバータ-インバータのPWM制御の場合と比較して，制御法によってはPWM制御が複雑になる可能性がある。

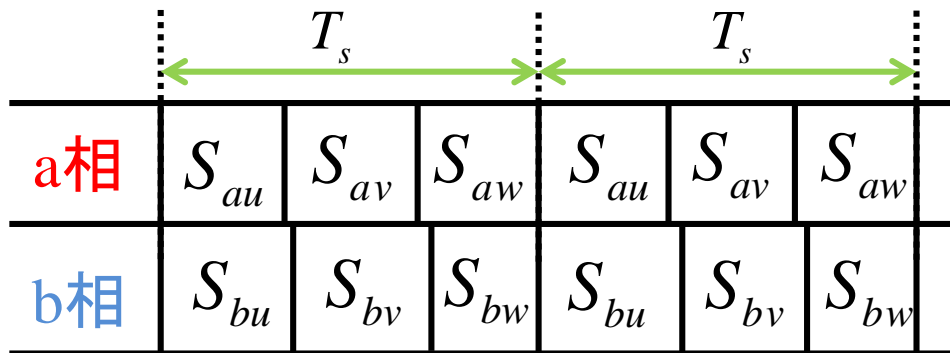


Fig. 2.2 スイッチングパターンの例

2.3 スイッチングパターンの生成法の一例

スイッチングパターンの生成法は様々なものが考えられる^[2]が、ここでは生成法の一例として、のこぎり波比較法について述べる。まず、キャリア周期をスイッチングの制御周期 T_s とし、各周期の始めまでに各スイッチのオン時間を求めておく。そして、 T_s 中の各スイッチのオン時間を配分する。のこぎり波比較の原理図を Fig. 2.3 に示す。なお、 a_1 , a_2 , a_3 は制御周期 T_s 内のスイッチ S_{a1} , S_{a2} , S_{a3} それぞれのオン時間の割合を表している。のこぎり波比較方式では、時間 t の連続関数として与えられた a_1 と $a_1 + a_2$ のサンプリング値をのこぎり波比較する。のこぎり波が a_1 よりも小さい時はスイッチ S_{a1} をオンし、 a_1 よりも大きく $a_1 + a_2$ よりも小さい時は S_{a2} をオンする。また、 $a_1 + a_2$ よりも大きいときは S_{a3} をオンする。この方法により、制御周期 T_s 内の $S_{a1} : S_{a2} : S_{a3}$ のオン時間の比は $a_1 : a_2 : a_3$ となる。スイッチ S_{b1} , S_{b2} , S_{b3} についても同様である。Fig. 2.3 の例では、 $S_{a1} \rightarrow S_{a2} \rightarrow S_{a3}$ の順でスイッチする方式を示したが、実際の変換においては制御周期 T_s 内でスイッチの順序に制約はない。したがって、順序の選び方に関してはまだ自由度が残されており、次節で言及する。

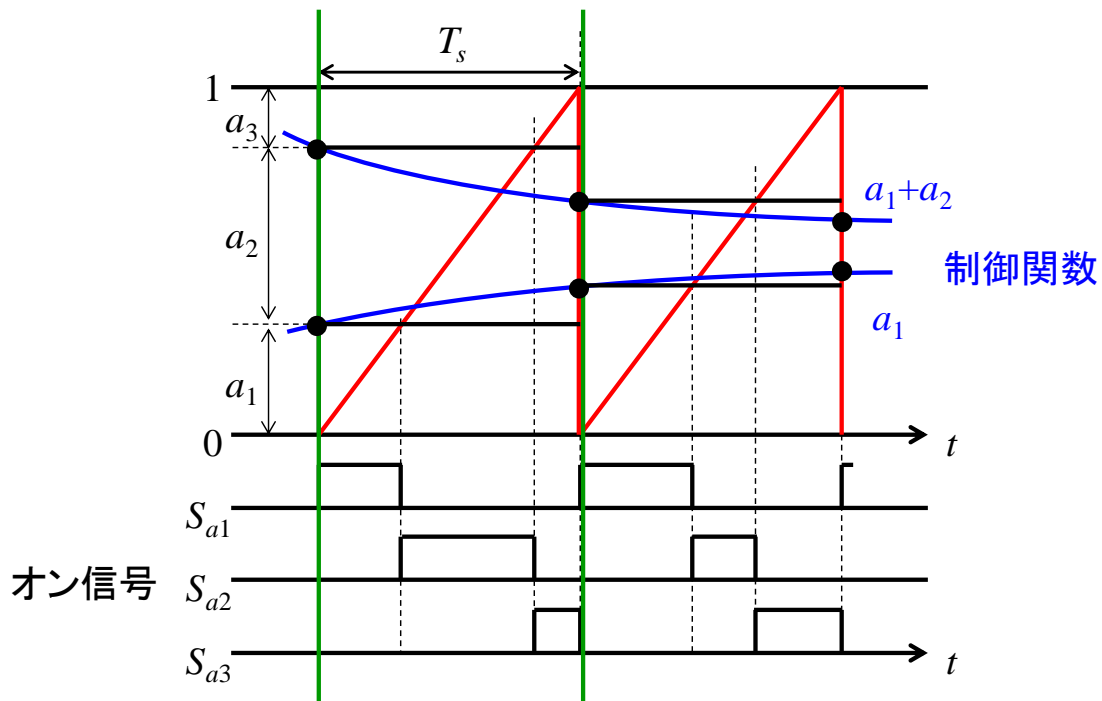


Fig. 2.3 のこぎり波比較法の原理

2.4 MC 制御原理

2.4.1 制御関数（座標変換方式）

前節で述べた制御関数の生成法については様々なものがある^[8]が、本研究では座標変換方式の制御関数^{[9][10]}を用いる。

また、 φ は出力電圧位相制御角、 A は振幅変調率であり、(2.2.2)式と(2.2.3)式に示した制御関数としての制約を満たすために、 $0 < A < 1/2$ の制約がある。

$$\begin{bmatrix} a_u & a_v & a_w \\ b_u & b_v & b_w \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} Y_a \\ Y_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_u & X_v & X_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_u & h_v & h_w \\ h_u & h_v & h_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4.1)$$

(2.4.1)式において、 A は振幅変調率で出力電圧振幅を決定する指令値であり、 $h_u \sim h_w$ (以下、 h 関数)はスイッチングの拘束条件を満足するように導入した関数である。 $X_u \sim X_w$ (以下、 X 関数)は入力電流波形の指令値を示し、(2.4.2)式で与える。

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi_s) \\ \cos(\omega t + \varphi_s - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + \varphi_s + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4.2)$$

ここで、 φ_s は入力電圧に対する入力電流の位相差を決める指令値である。ここで、MC 入力電圧は(2.4.3)式に示されるような三相對称交流電圧であると仮定すると、(2.4.1)、(2.4.2)式を用いて、制御周期 T_s 区間内の出力電圧平均値は次式(2.4.4)で表される。ただし、 V は入力電圧振幅、 ω は電源角周波数、 δ は入力フィルタによる位相遅れ角とする。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \delta) \\ \cos(\omega t - \delta - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t - \delta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4.3)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_a \\ \bar{v}_b \end{bmatrix} = \frac{3}{2} AV \cos(\varphi_s + \delta) \begin{bmatrix} Y_a \\ Y_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_o \\ v_o \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4.4)$$

$$(v_o = h_u v_u + h_v v_v + h_w v_w)$$

よって、MC の出力線間電圧 \bar{v}_{ab} は a 相と b 相の差分により求まり次式(2.4.5)で表される。

$$\bar{v}_{ab} = \bar{v}_a - \bar{v}_b = \frac{3}{2} AV \cos(\varphi_s + \delta)(Y_a - Y_b) \dots\dots\dots (2.4.5)$$

(2.4.5)式において \bar{v}_{ab} の値は Y_a, Y_b の差の波形が表れる。制御周期 T_s ごとに正負の反転する方形波出力を得るため、出力線間電圧波形を決定する 関数を次式(2.4.6)のように定義する。ここで、 ω_o は出力線間電圧の角周波数である。

$$\begin{bmatrix} Y_a \\ Y_b \end{bmatrix} = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \dots 2n\pi < \omega_o t \leq (2n+1)\pi \\ \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix} \dots (2n+1)\pi < \omega_o t \leq 2(n+1)\pi \end{cases} \quad \left(\omega_o = \frac{4\pi}{T_s}\right) \dots\dots\dots (2.4.6)$$

また、整流器出力電流 i_o はリップルを含まず $i_o = I$ (一定)であり、整流器における転流が直ちになされると仮定すると、MC 出力電流 i_{ab} は次式(2.4.7)となる。

$$i_{ab} = I(Y_a - Y_b)/2 \dots\dots\dots (2.4.7)$$

また、入力電流の制御周期内の平均値は(2.4.9)式で表される。

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_u \\ \bar{i}_v \\ \bar{i}_w \end{bmatrix} = 2AI \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_w \end{bmatrix} = 2AI \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_s) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_s - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_s + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4.9)$$

ただし、(2.4.4), (2.4.5), (2.4.9)式は区間平均化法に基づいており、制御周期 $T_s (=1/f_s)$ 内の平均値を扱っているため、サンプリング定理より、 $f_s/2$ 以上の高調波成分についての議論はできないことに注意したい。

2.4.2 スイッチング順序

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。文献[10]に示されるスイッチング順序によって、出力電圧の出力幅の増大、スイッチング回数の低減及び、入力電流歪みの低減が確認されている。本制御へも適応を図る。

ある時刻 t において、(3)、(6)式より X 関数と Y 関数の関係性を用いて h 関数の制約条件は次式で表される。

$$\begin{cases} AX_q \leq h_q \leq 1 - AX_q & (X_q \geq 0) \\ -AX_q \leq h_q \leq 1 + AX_q & (X_q < 0) \\ q = u, v, w \end{cases} \quad (2.4.10)$$

制御周期ごとに両相で $S_{au} \sim S_{bw}$ の 6 つの双方向スイッチを使用すると、スイッチング回数が多くなり、電力損失の増加に影響する。そこで、制御周期内において片方の相のスイッチを ON 状態で固定する。そして、他方の相のみスイッチング(以下、二相変調)することにより線間電圧を出力することで、出力電圧の出力幅の増大、及びスイッチング回数の低減を図る。これを実現するために、Fig.2.4 のように、 X 関数の絶対値 $|X_u|$,

$|X_v|$, $|X_w|$ の最大値に着目して、6 つのモードに分ける。そして、(6)、(14)式より h 関数の値をモードごとに Table.2.1 のように決定する。Table.2.1 のように、 h 関数を与えることで Fig.2.5 に示す二相変調が実現できる。また、スイッチング順序を Table.2.1 のように 3 パターン定義することで、固定する最大相がそのまま次の制御周期の先頭にくるスムーズなモード切り替えが可能になり、スイッチング回数の低減及び、入力電流歪みの低減に貢献できる。

Table.2.1 h 関数のパラメータとスイッチング順序

モード	1	2	3	4	5	6
X_u	+	+	-	-	-	+
X_w	-	+	+	+	-	-
X_v	-	-	-	+	+	+
h_u	$1-AX_u$	AX_u	$-AX_u$	$1+AX_u$	$-AX_u$	AX_u
h_v	$-AX_v$	AX_v	$1-AX_v$	AX_v	$-AX_v$	$1+AX_v$
h_w	$-AX_w$	$1+AX_w$	$-AX_w$	AX_w	$1-AX_w$	AX_w
スイッチ順序	u→v→w	w→u→v	v→w→u	u→v→w	w→u→v	v→w→u

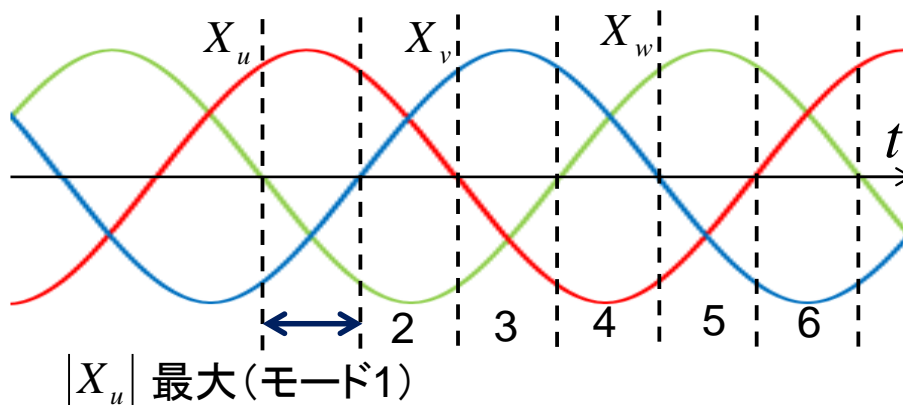


Fig2.4 h 関数のパラメータとスイッチング順序

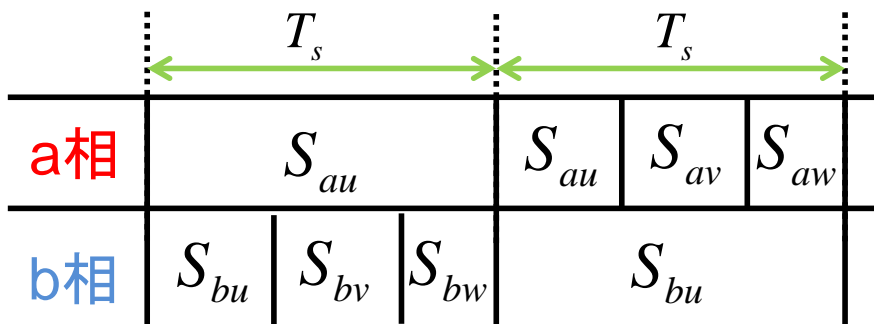


Fig2.5 二相変調のスイッチング例

第3章 CC/CV 充電制御と励磁電流制御の両立

本章では CC/CV 充電制御と励磁電流制御の両立の可能性について検討する。まず、CC/CV 充電法の制御器設計のため等価近似回路を求め、制御モデルを求める。さらに、ダンピングレスな CC/CV 充電法実現のための制御器について検討する。また、直流偏磁抑制を目的とした励磁電流制御のために用いる操作量について検討する。そして、制御器の検討及び制御モデルの導出を検討する。以上を踏まえ、両制御を統合したモデルで互いへの干渉を抑えた制御器設計を検討し、シミュレーションにより有効性を検証する。

3.1 CC/CV 充電制御

バッテリー充電のために Fig.1.2 に示したシステムを用いる。CC/CV 充電は EV 用充電に多く使用されており、EV 用急速充電器の JIS 規格にも CC/CV 充電を前提とした規定が示されている。CC/CV 充電とは Fig.3.1 に示すようなバッテリー電流対時間、バッテリー端子電圧対時間特性となるような CC 充電段階、CV 充電段階の二段階充電を特徴とした充電法である。以下に CC/CV 充電の概要を説明する。

CC 充電時、一定電流を供給することで、バッテリーに電荷が蓄積し、蓄積電荷の量によってバッテリー開放電圧 v_{co} が上昇していく。ただし、バッテリー端子電圧 v_B はバッテリー内部インピーダンス Z による電位降下とバッテリー開放電圧 v_{oc} の和で決定されることに注意する。ある時間で v_B は車両から、充電器に要求される過充電から保護するための充電電圧の上限値 V_{max} に達する。この時より、CC 充電から CV 充電に切り替える。CV 充電においてバッテリー端子電圧を V_{max} 一定に固定する。すると流れ込むバッテリー電流 i_B によって、 v_{co} は上昇を続ける。しかし、 v_B と v_{oc} の電位差は v_B が一定値に固定されているため減少する。よって、 i_B もこれに従って減少を始める。 v_B と v_{oc} の電位差が 0 となった時 i_B も 0 となる。

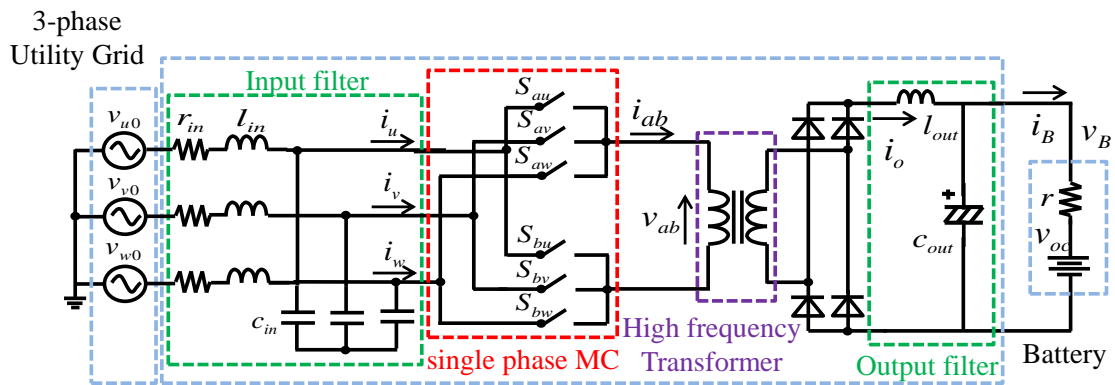


Fig. 1.2 MC を用いた高周波リンク形充電システムの主回路構成

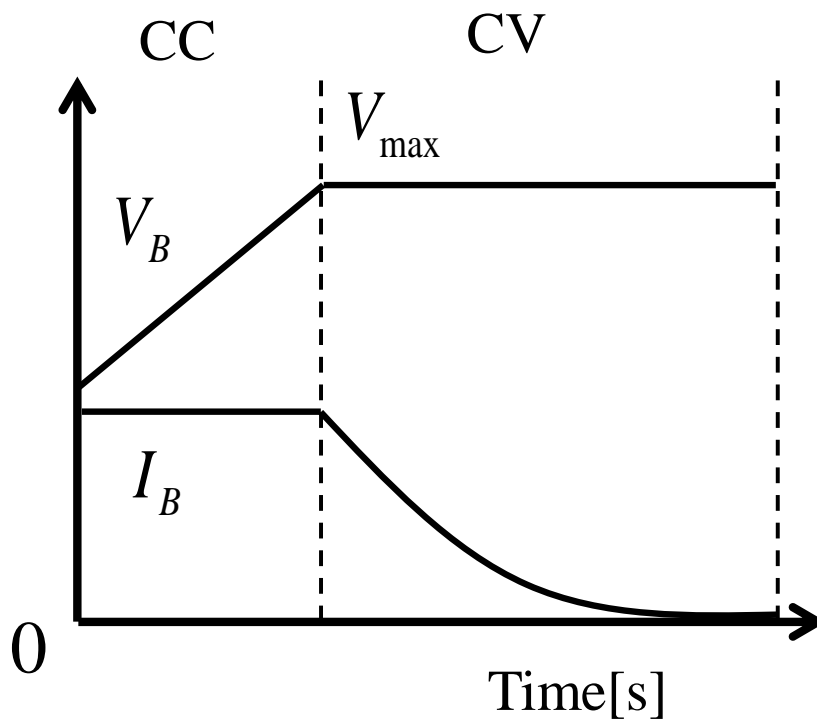


Fig3.1 CC/CV 充電の概念図

3.1.1 回路動作の解析

制御法について検討する前に、その対象となる回路の動作を解析し、回路モデルについて検討していく。Fig.3.2 に MC 出力電圧一周区間におけるトランス二次側電流 i_s 、トランス一次側電圧 v_{ab} 、トランス二次側電圧 v_s 、各相スイッチ信号 $S_{au} \sim S_{bw}$ を示す。Fig.1.2 に示される回路は Fig.3.2 のスイッチ信号から制御周期 T_s 内で 3 つの回路状態に分類することができる。

2.4.2 節で示したように絶対値最大電圧相を固定する二相変調を行うため、a 相、b 相共に絶対値最大電圧相のスイッチがオンする期間が存在し、還流期間(①)と呼ぶ。この期間中 MC を介して電力の伝達は行われない。

次にスイッチの切り替わりにより、トランス一次側電圧 v_{ab} の極性が反転し、それに伴って、トランス二次側電流 i_s の転流が始まる。この期間、トランスの漏れインダクタンスにより、整流器の全スイッチがオンする転流重なりが発生する。トランス二次側電流 i_s が転流を終えるまでの期間を転流重なり期間(②)と呼ぶ。この期間、整流器が短絡状態となるため、整流器二次側への電力の伝達は行われない。

最後に転流重なり期間の終了により、異なる二相のスイッチ導通による電位差から、整流器二次側への電力の伝達が始まる。この期間を通常期間(③)と呼ぶ。①~③の期間それぞれにおけるトランス二次側より一次側を見た等価回路を Fig.3.3, Fig.3.4, Fig.3.5 に示す。ただし、トランス部において高周波動作を前提としているため、リアクタンスが大きくなる。よって、トランス一次側のインピーダンスによる電位降下は励磁インダクタンスで発生する電位降下に比べ十分小さいと考え、Fig.3.6 のように L 形近似等価回路とみなす。また、○'はトランス二次側から見た一次換算値を示す。また、 v_{max} は u,v,w 相の内、絶対値が最大となる相電圧で、 v_{mid} は X 関数によるモード切り替え時、絶対値が中間の値となる相電圧を表す。さらに V_{line} は MC 入力に現れる線間電圧を示す。ここで、各等価回路は電源周期に対して十分短い制御周期内の動作を考えているため、 V_{line} は一定値とみなすことができる。まず、還流期間(①)において、(3.1.1)式が成り立つ。

$$0 = R'_s i_{s1} + L'_s \frac{di_{s1}(t)}{dt} \dots\dots\dots (3.1.1)$$

$i_{s1}=i_{s1}(0)=i_o$ を初期値とし、(3.1.1)式を解くと、(3.1.2)式のようになる。

$$i_{s1}(t) = i_o e^{-\frac{R'_s t}{L'_s}} \dots\dots\dots (3.1.2)$$

還流期間の長さを t_{fw} とすると(3.1.2)式の最終値が(3.1.3)式のように求まる。

$$i_{s1}(t_{fw}) = i_o e^{-\frac{R'_s t_{fw}}{L_s}} \dots\dots\dots (3.1.3)$$

ここで、還流期間の長さを t_{fw} は table.2.1, (2.4.1)式を用いて(3.1.4)式のように計算できる。

$$t_{fw} = (1 - 2A|X_{\max}|)T_s \dots\dots\dots (3.1.4)$$

次に転流重なり期間(②)について、トランス二次電流の初期値は(3.1.2)式と一致する。Fig.3.3 より、(3.1.5)式が成り立つ。

$$V_{line} = R'_s i_{s2} + L'_s \frac{di_{s2}(t)}{dt} \dots\dots\dots (3.1.5)$$

(3.1.3), (3.1.5)式より、今度は転流重なり期間の始まりを 0[s]と考えると(3.1.6)式が求まる。

$$i_{s2}(t) = \frac{V_{line}}{R'_s} \left(1 - e^{-\frac{R'_s t}{L'_s}} \right) + i_{s1}(t_{fw}) e^{-\frac{R'_s t}{L'_s}} \dots\dots\dots (3.1.6)$$

ここで、(3.1.6)式に還流期間の長さ t_{ol} を代入し、 $R'_s t_{ol}/L'_s \ll 1$ のとき、マクローリン展開近似を用いると(3.1.7)式が導出できる。

$$i_{s2}(t_{ol}) \approx \frac{V_{line}}{L'_s} t_{ol} + i_{s1}(t_{fw}) \left(1 + \frac{R'_s}{L'_s} t_{ol} \right) \dots\dots\dots (3.1.7)$$

(3.1.7)式を $V \gg R'_s i_{s1}(t_{fw})$ の近似を用いて、ついて整理すると(3.1.8)のようになる。

$$t_{ol} \approx L'_s \frac{i_{s1}(t_{fw}) - i_{s2}(t_{ol})}{V_{line}} \dots\dots\dots (3.1.8)$$

$i_{s2}(t_{ol}) = -i_o$ とすると(3.1.3), (3.1.4), (3.1.8)式より(3.1.9)式が求まる。

$$t_{ol} \approx \frac{L'_s}{V_{line}} i_o \left\{ 1 + \exp\left(-\frac{R'_s}{L'_s} (1 - 2A|X_{\max}|) T_s\right) \right\} \dots\dots\dots (3.1.9)$$

Fig3.2 から分かるように転流重なり期間(②)においてトランス間で電圧が伝達されていないことがわかる。したがって、この期間の電圧欠損が等価抵抗 r_{ol} による電位降下 V_d とみなすことができ、(3.1.10)式で計算できる。

$$V_d = \frac{t_{ol}}{T_s} V \approx \frac{L'_s}{T_s} \left\{ 1 + \exp\left(-\frac{R'_s}{L'_s} (1 - 2A|X_{\max}|) T_s\right) \right\} i_o = r_{ol}' i_o \dots\dots\dots (3.1.10)$$

ただし、 $0 < 1 - 2A|X_{\max}| < 1$ で、多くの場合 $T_s R'_s / L'_s \ll 1$ となるので、この場合{}の中は2としてよい。よって、この近似が成り立つ範囲で、 r_{ol} は一定値と考えることができる。

また、(3.1.10)式に基づいて計算された電力損失は実際に抵抗で消費されるものではなく、漏れインダクタンスに蓄えられる磁気エネルギーとして扱われることに注意する。

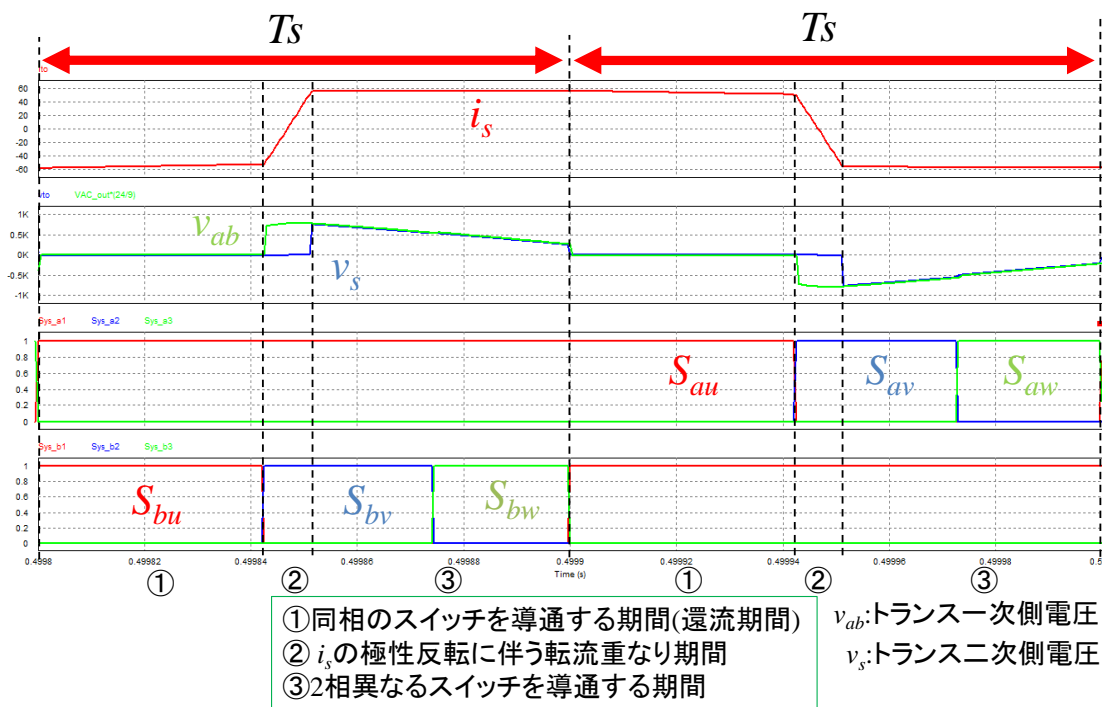


Fig.3.2 回路動作の解析

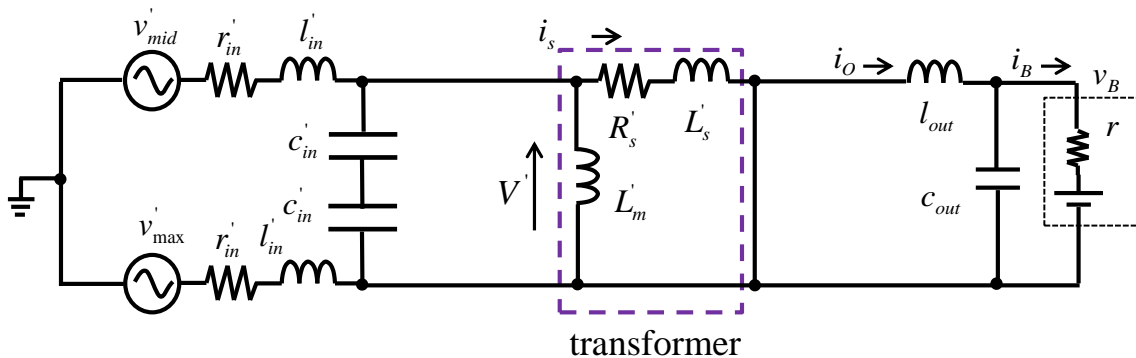


Fig.3.3 還流期間(①)時の等価回路

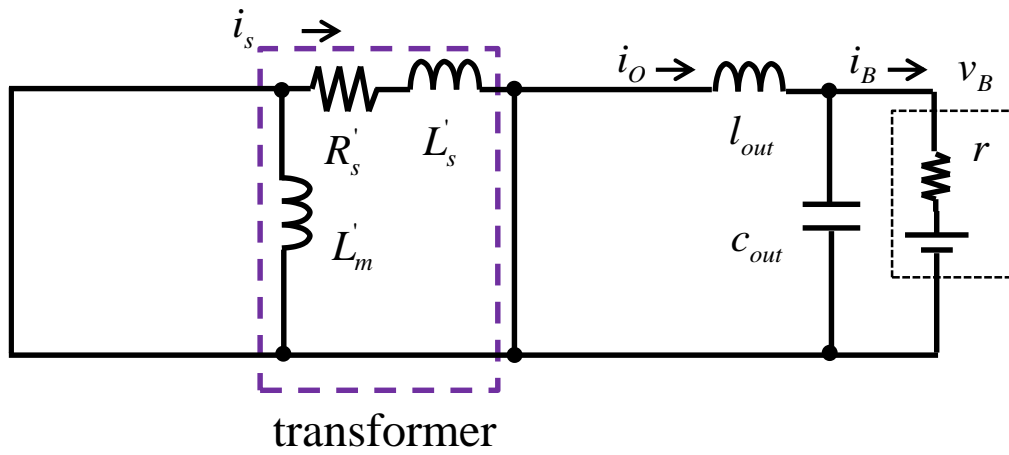


Fig.3.4 転流重なり期間(②)時の等価回路

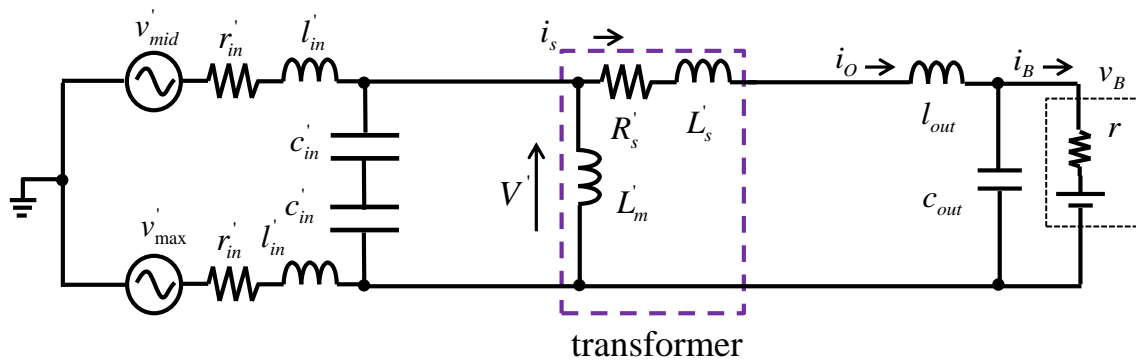


Fig.3.5 通常期間(③)時の等価回路

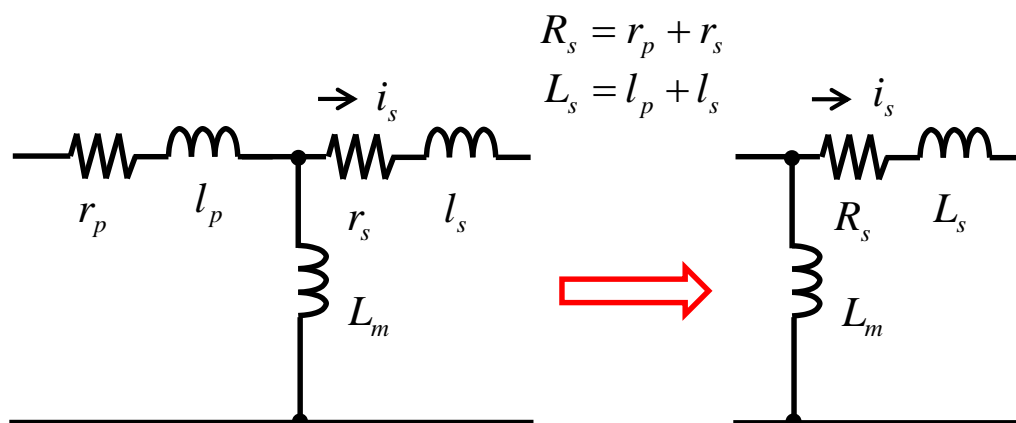


Fig.3.6 トランス部の近似回路

3.1.2 制御器設計のための近似等価回路モデル

以上の動作を踏まえて次に制御器設計のための近似等価回路について検討していく。まず、整流器について、絶対値の演算をする機能であると考え、整流器二次側から見ればMC高周波出力電圧は直流電圧とみなすことができる。ただし、今回、整流器のオン電圧などは考えず、理想的なものとする。 (3.1.10)式を用いて、整流器二次側から一次側を見た回路は Fig.3.7 のように与えられる。また、(2.4.5)式に示すMC出力電圧について $\cos(\varphi_s + \delta) = 1$ の場合で検討する。

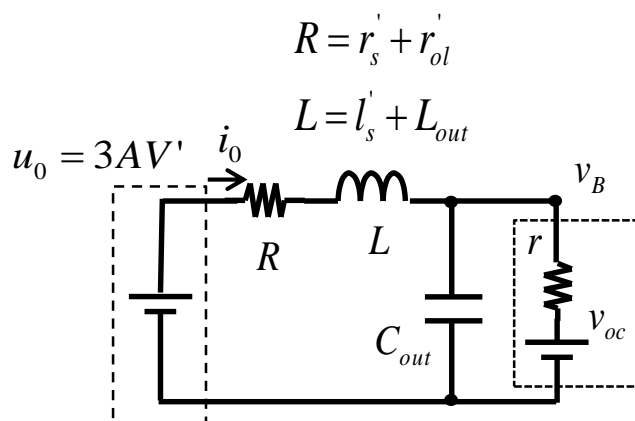


Fig.3.7 整流器二次側より見た等価近似回路

3.1.3 バッテリモデルの扱い

制御器設計にあたり、バッテリーの特性を考慮する必要がある。本節では本稿におけるバッテリーモデルの扱いについて説明する。多くの文献でバッテリーの内部インピーダンスモデルが検討されている^[11]。しかし、本稿では CC/CV 充電制御の制御器設計を問題としており、現段階では簡易なモデルで考えていく。したがって、バッテリー内部インピーダンス Z を内部抵抗 r として扱う。また、バッテリー蓄積電荷 $\int i_{bat} dt$ [Ah] により、バッテリー開放電圧 v_{oc} が決定されることは広く知られている。その特性を示すグラフの一例を Fig.3.8 に示す^[11]。ただし、SOC[%] はバッテリー蓄積電荷 $\int i_{bat} dt$ [Ah] 対バッテリー容量[Ah] の割合を表す。Fig.3.8 から分かるように SOC の値によって傾きは変化することが分かる。この傾きを $k(SOC)$ [V/C] とすれば、バッテリー開放電圧 v_{oc} は(3.1.11)式で表すことができる。

$$v_{oc} = \int k(SOC) i_{bat}(t) dt \dots\dots\dots (3.1.11)$$

ただし、EV 用バッテリーは多くのセルが直列、並列にパッケージ化されて大容量化されており、Fig.3.9 のように示されるとする。

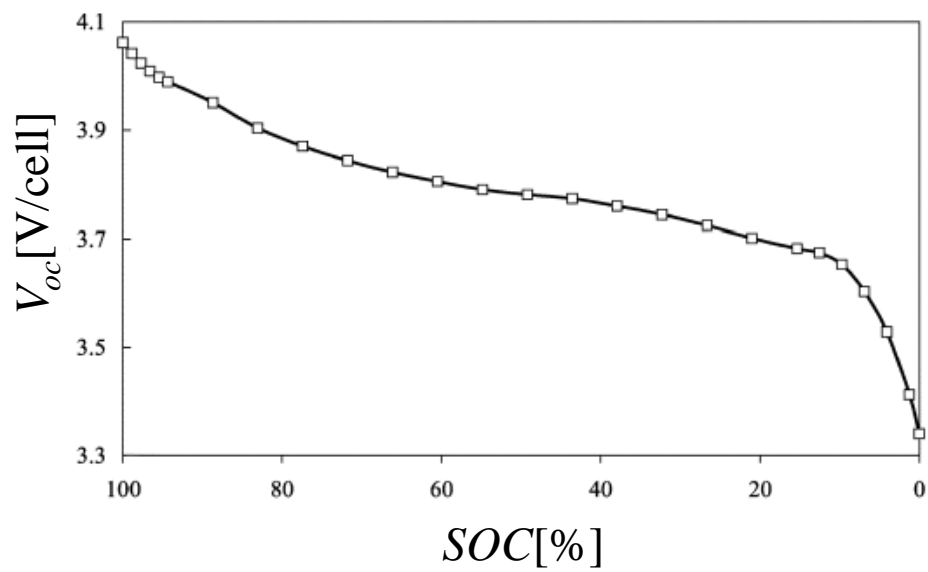
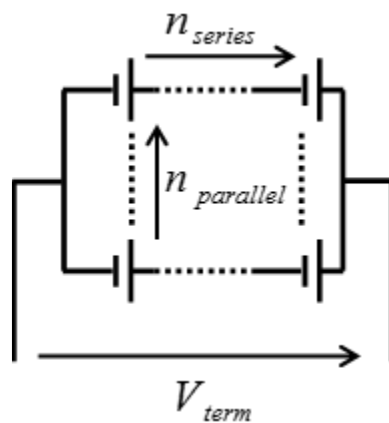
Fig.3.8 v_{oc} 対 SOC の特性例

Fig.3.9 バッテリーパックモデル

3.1.4 制御モデルの検討

Fig.3.7, (3.1.11)式より, 整流器二次側電流からバッテリー端子間電圧までのブロック線図は Fig.3.10 のように与えられる。Fig.3.9 より(3.1.12), (3.1.13), (3.1.14)式が得られる。

$$G_{MC}(s) = 3V' = \frac{U_o(s)}{A(s)} \dots\dots\dots (3.1.12)$$

$$G_i(s) = \frac{I_o(s)}{U_o(s)} = \frac{s(rC_{out}s + kC_{out} + 1)}{rC_{out}Ls^3 + (rC_{out}R + kC_{out}L + L)s^2 + (kC_{out}R + R + r)s + k} \dots (3.1.13)$$

$$G_v(s) = \frac{V_B(s)}{I_o(s)} = \frac{rs + k}{s(rC_{out}s + kC_{out} + 1)} \dots\dots\dots (3.1.14)$$

$k[V/C]$ は Fig.3.8 から分かるように非線形な値であり, ある SOC 近傍で線形近似して考える必要がある。しかし, 本稿で対象とするバッテリーは EV 用バッテリーを想定しており, 蓄積電荷に対する開放電圧の変化は緩やかとなる。すなわち, $k[V/C]$ は 1 に対して十分小さな値となり, 0 と近似して扱ってよい。これにより, (3.1.12), (3.1.13), (3.1.14)式における k に関わる項は他の項に比べ十分小さくなる。よって, EV 用バッテリーを扱う場合は (3.1.13), (3.1.14)式はそれぞれ(3.1.15), (3.1.16)式のように書き直せる。

$$\begin{aligned} G_i(s) &= \frac{I_o(s)}{U_o(s)} = \frac{rC_{out}s + 1}{rC_{out}Ls^2 + (rC_{out}R + L)s + R + r} \\ &= \frac{1}{s^2 + \frac{s}{rC_{out}} + \frac{1}{LC_{out}}} \cdot \frac{U_i}{r} (rC_{out}s + 1) \dots\dots\dots (3.1.15) \\ &= \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \cdot K_1(Ts + 1) \end{aligned}$$

$$G_v(s) = \frac{V_B(s)}{I_o(s)} = \frac{r}{rC_{out}s + 1} \dots\dots\dots (3.1.16)$$

G_i について本稿で想定するパラメータでは $\zeta \gg 1$ となる。この時、零点と極の一つが打ち消し合うため、 G_i は残りの極を時定数とするような一次系のように振る舞う。

CC/CV 制御のための制御モデル全体の流れについて述べる。制御器も含めた全体のブロック線図を Fig.3.11 に示す。

Fig.3.11 に示されるブロック線図は I_o^* から I_o までの CC 制御をインナーループ、 V_B^* から V_B までの CV 制御をアウトーループとする二重ループ構造となっている。この構造は文献[12]を参考としており、CV 制御時にバッテリー電流を監視制限するためである。過大なバッテリー電流は損失増大の原因となるだけでなく、機器、バッテリーの寿命を縮める恐れがあることに触れておく。ところで、文献[12]では CC/CV の切り替え方法について十分な議論がなされていない。本稿ではその方法について検討する。

Fig3.11 のように CV 制御の制御器の出力すなわち、CC 制御の指令値 I_o^* をリミッタにより制限することで CC 制御と CV 制御の切り替えを行う。CC 充電開始時、 V_B^* と V_B の偏差が大きいため、リミッタの入力は CC 充電の要求値、すなわちリミッタ上限値に比べ大きくなるため、 $I_o^* = I_{ref}$ となる。 I_o^* は I_{ref} 一定のまま CC 充電がなされる。しばらく時間が経つと、 V_B^* と V_B の偏差が小さくなっていきリミッタの入力がリミッタ制限内に収まると I_o^* の減少が始まる。これより CV 充電が始まり V_B は V_B^* に維持される。

ところで、(3.1.17)式に I_o から I_B までの伝達関数を示す。

$$G_v(s) = \frac{I_B(s)}{I_o(s)} = \frac{1}{s + \frac{rC_{out}}{1+rk}} \dots\dots\dots (3.1.17)$$

(3.1.17)式から分かる様に $1 \gg rk$ ならば、カットオフ角周波数 $\omega_b = 1/rC_{out}$ のローパスフィルタ特性となる。 ω_b より小さい周波数成分については $i_o = i_B$ となることがわかる。したがって、 ω_b より小さい周波数成分については i_o を制御することは i_B を制御することと等しいといえる。

また、3.2 節で示す励磁電流制御でトランス二次側電流 i_s をセンサで検出する必要があり、センサ数が増えてしまう問題がある。そこで、 i_s を整流した電流が i_o となることに着目すると、 i_s の絶対値を演算し、サンプリングすれば $i_s = i_o$ となることが分かる。将来、この方法で i_o を検出し、CC 充電制御を行える可能性を想定しているため、本稿では i_B では無く i_o の CC 制御を検討する。

次に、CC/CV 制御の制御器設計について述べる。CC 制御の制御器は(3.1.17)式で与えられるような PI 制御器を用いる。

$$G_{ci}(s) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \dots\dots\dots (3.1.17)$$

次に CV 制御についても制御器として PI 制御器を用いる。しかし、一般的な PI 制御器を用いた場合 Fig3.12 に示すようなワインドアップ現象が発生する。 V_B^* と V_B の偏差が小さくなくても I 制御の働きにより、これまでの偏差の蓄積分が操作量に影響するためである。この対処法の一つとして文献[13]に示されるアンチワインドアップ補償があげられる。本制御法への適応を考えると、制御器部分は Fig.3.13 のようになる。リミッタ入力 u とリミッタ出力 i_o^* の偏差が存在しない場合、通常の PI 制御器として振舞う。対して、 u と i_o^* の偏差が存在する場合、その偏差が積分器の入力を減少させるように動作する。

しかし、制御器設計を考える時、CV 充電の制御器は(3.1.18)式の一般的な PI 制御器として検討する。

$$G_{cv}(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \dots\dots\dots (3.1.18)$$

(3.1.12), (3.1.15)式より、Fig3.11 のインナーループの制御対象は(3.1.19)式のようになる。

$$G_{il}(s) = G_{MC}(s)G_i(s) \dots\dots\dots (3.1.19)$$

(3.1.17), (3.1.19)式より、Fig3.11 のインナーループの開ループ伝達関数は(3.1.20)式のようになる。

$$G_{io}(s) = G_{ci}(s)G_{il}(s) \dots\dots\dots (3.1.20)$$

(3.1.20)より、Fig3.11 のインナーループの閉ループ伝達関数は(3.1.21)のように与えられる。

$$G_{ic}(s) = \frac{G_{io}(s)}{1 + G_{io}(s)} \dots\dots\dots (3.1.21)$$

次にアウターループに注目すると、(3.1.14), (3.1.21)式より、Fig3.11 のアルターループの制御対象は(3.1.22)式のようになる。

$$G_{v1}(s) = G_{ic}(s)G_v(s) \dots\dots\dots (3.1.22)$$

ただし、 $G_{io}(s)$ のゼロクロス周波数以下の帯域について $G_{ic}(s)$ は1と一致する。よって $G_{io}(s)$ のゼロクロス周波数が十分大きければ、 $G_{v1}(s) \approx G_v(s)$ となる。

(3.1.18), (3.1.22)式より, Fig3.11 のアウターループの開ループ伝達関数は(3.1.23)式のようなになる。

$$G_{vo}(s) = G_{cv}(s)G_{v1}(s) \dots\dots\dots (3.1.23)$$

(3.1.23)式より, Fig3.11 のアウターループの閉ループ伝達関数は(3.1.24)式のようなになる。

$$G_{vc}(s) = \frac{G_{vo}(s)}{1 + G_{vo}(s)} \dots\dots\dots (3.1.24)$$

以上の伝達関数を用いて, 3.3 節で制御器設計法について検討していく。その際, (3.1.20), (3.1.23)式で表される各開ループ伝達関数はそれぞれの即応性について考える際, 重要な要素となる。

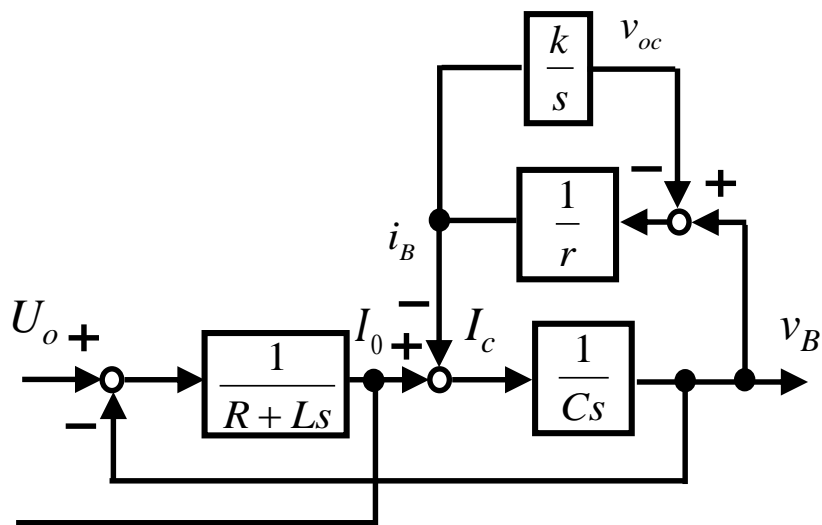
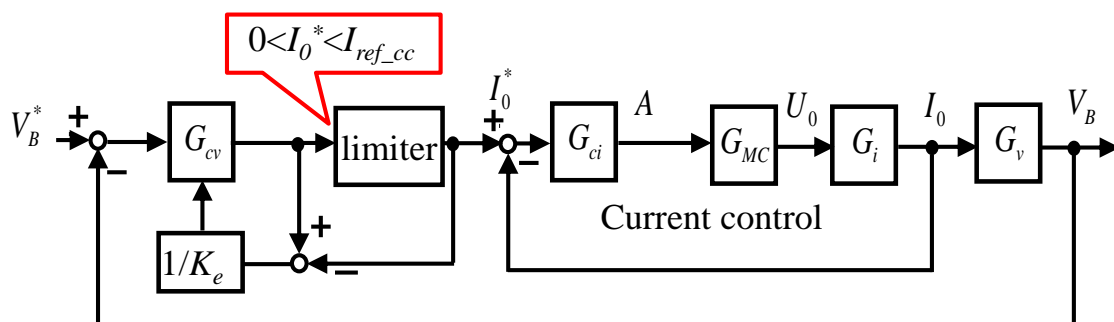
Fig.3.10 整流器二次電圧 U_o からバッテリー端子電圧 v_B までの制御対象

Fig.3.11 CC/CV 制御のための制御モデル

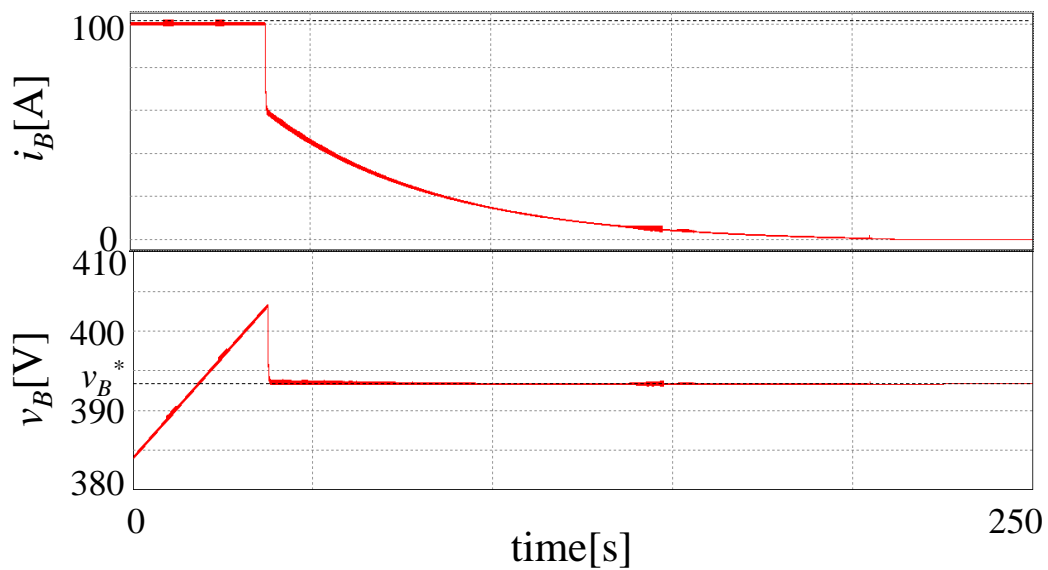


Fig.3.12 一般的なPI制御器を用いたCC/CV充電

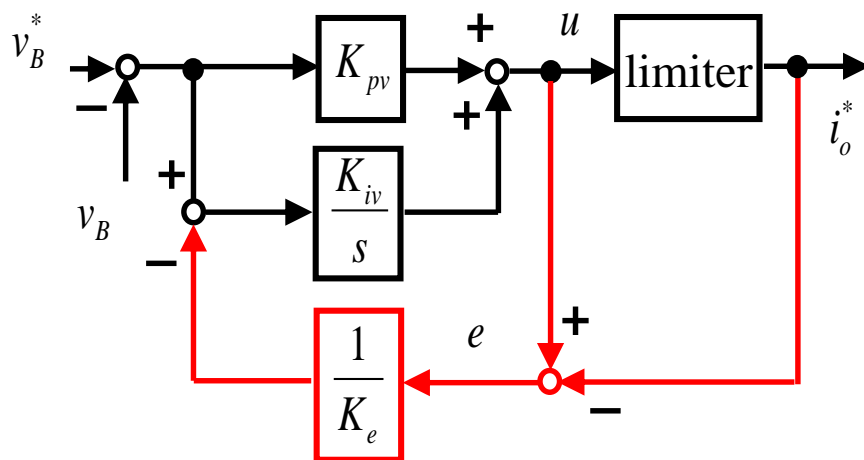


Fig.3.13 補償付きPI制御器を用いたCC/CV充電

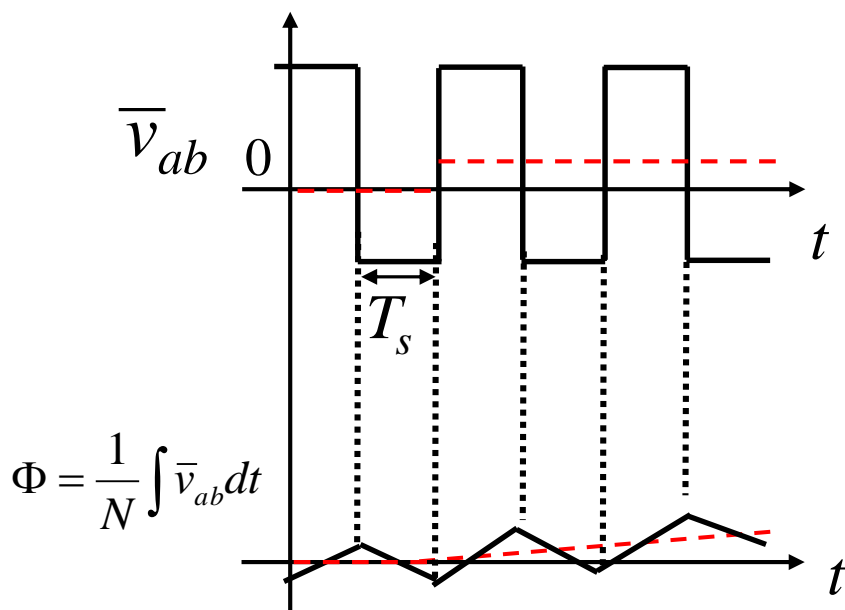
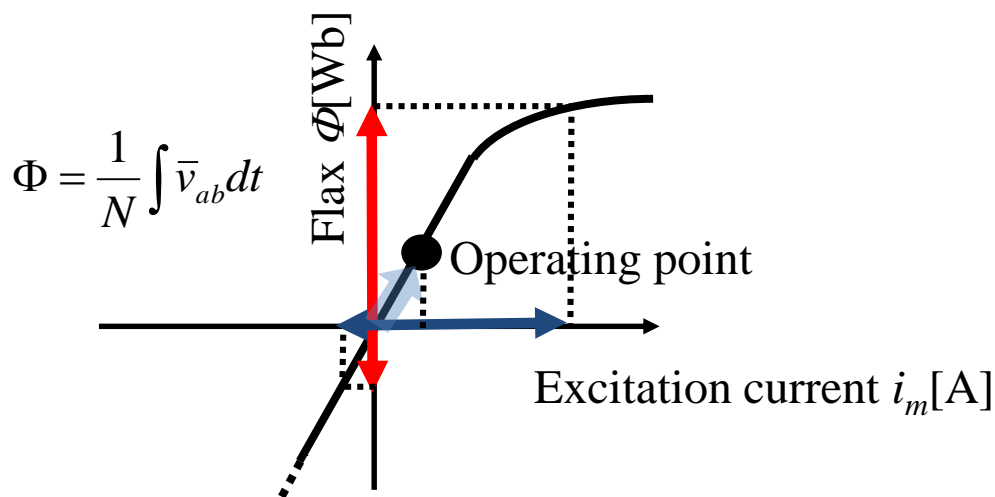
3.2 励磁電流制御

3.2.1 直流偏磁のメカニズム

トランスに印加される入力電圧 v_{ab} に直流成分が重畳したとき、直流偏磁が発生し、過大な励磁電流が流れ込む原理について説明する。一次漏れインダクタンスが励磁インダクタンス L_m に比べ十分小さく、入力電圧 v_{ab} により、トランス鉄心を励磁すると仮定するとファラデーの法則より、(3.2.1)式が成り立つ。ただし、 Φ はトランス鉄心部の磁束[Wb]を示す。

$$\Phi = \frac{1}{N} \int v_{ab} dt \dots\dots\dots (3.2.1)$$

(3.2.1)式より、 Φ は v_{ab} の積分値で決定される。そのため、 v_{ab} に直流成分が発生している場合の磁束 Φ の時間変化は Fig.3.14 の概念図のように考えられる。ただし、簡易化のため、MC の制御周期間の平均値 \bar{v}_{ab} で考える。また、Fig.3.15 に Φ 対 i_m の特性を示す。ただし、ヒステリシス特性は簡単化のため考慮しない。Fig.3.14 の場合、Fig.3.15 において Φ の動作中心点が原点より移動する。この点を中心として、 Φ は振動的に動作する。 Φ の動作中心点が増加していくと、Fig.3.15 の飽和特性領域に Φ が侵入する。このとき、 Φ に対応した過大な i_m が発生する。この i_m を含んだ MC 二次側電流、すなわちトランス一次電流により、最悪の場合、MC のスイッチング素子が破壊されたり、トランスが破壊されたりする。以上が直流偏磁発生メカニズム及び、それによる問題である。

Fig.3.14 直流成分が発生している場合の磁束 Φ の時間変化Fig.3.15 Φ 対 i_m の特性

3.2.2 直流偏磁抑制方法の検討

次に直流偏磁抑制の方法について述べる。一つの方法として、多くのコンバータ-インバータシステムではコンデンサをトランスに直列接続することで、直流成分の抑制を図る方法がある。本回路構成で適応を検討してみる。コンデンサにおいて(3.2.2)が成り立つ。 v_c をコンデンサ両端にかかる電圧、 i をコンデンサに流れ込む電流とする。

$$v_c = \frac{1}{C} \int idt \dots\dots\dots (3.2.2)$$

トランス入力電圧は MC 出力電圧とコンデンサによる電位降下 v_c の差となる。よって 2 節で示した制御原理を保つためには v_c をできる限り小さな値とする必要がある。コンデンサを流れる電流 i として(2.4.7)式に示すような周期が $2T_s$ の方形波を想定する。よって v_c の波形は三角波となる。また、その振幅 V_c は(3.2.3)式で与えられる。

$$V_c = \frac{IT_s}{C} \dots\dots\dots (3.2.2)$$

急速充電器用途を想定すると、CC 充電時、電流振幅 I は電気自動車側の要求により決定される。よって v_c の影響をできる限り小さな値とするためには制御周期 T_s を小さくする。または、 C の値を大きくする必要がある。制御周期 T_s を小さくすれば、スイッチング損失の増大を招き、 C の値を大きくすれば大型な無極性コンデンサが必要となる。

一例として $I=100[\text{A}]$ 、 $T_s=100[\mu\text{s}]$ のときを考える。 $V_c=10[\text{V}]$ 程度に抑えたいとすると、(3.2.2)より、計算上 $C=1[\text{mF}]$ の無極性コンデンサが必要となる。

トランス入力電圧歪みの影響を抑えるためにはコンデンサ容量の大きなものを使用するか、トランス入力電圧の周波数を高くする必要がある、これは小型化、低損失化の面で不利となる恐れがある。本稿では以上の点を考慮し、MC の制御関数を用いた直流偏磁抑制法について検討する。

3.2.3 制御変数の検討

3.2.1 節より，電圧に直流成分が少しでも発生している場合，MC 出力電圧，すなわちトランス入力電圧 v_{ab} にその時点で発生している直流成分を抑制しても(3.2.1)式より，これまでに蓄積した Φ の直流成分は抑制できないことがわかる。たとえ，始めから完璧に抑制したとしても， v_{ab} 検出に用いる電圧センサに誤差が存在すれば，その偏差が蓄積していく。そこで， Φ ではなく i_m の直流成分抑制を考える。MC 出力側に対し，制御が可能なのは出力電圧のみである。よって，MC 出力電圧に注目する。

(2.4.5)式において波形を決定する部分は $A(Y_a - Y_b)/2$ である。ここで，振幅変調率 A について，交流成分を生成する A^* と直流成分を生成する A_m に分けると考えると，Fig.3.16 の概念図が書ける。Fig.3.16 の波形実現のために A を新たに(3.2.3)式で再定義する。(3.2.3)式を用いると区間平均値の MC 出力電圧は(3.2.4)式のように計算できる。

$$A = \begin{cases} A^* + A_m & (2nT_s \leq t < (2n+1)T_s) \\ A^* - A_m & ((2n+1)T_s \leq t < 2(n+1)T_s) \end{cases} \dots\dots\dots (3.2.3)$$

$$\begin{aligned} \bar{v}_{ab} &= \bar{v}_a - \bar{v}_b = \frac{3}{2} AV \cos(\varphi_s + \delta)(Y_a - Y_b) \\ &= \begin{cases} 3V(A_m + A^*) \cos(\varphi_s + \delta) & (2nT_s \leq t < (2n+1)T_s) \\ 3V(A_m - A^*) \cos(\varphi_s + \delta) & ((2n+1)T_s \leq t < 2(n+1)T_s) \end{cases} \dots\dots\dots (3.2.4) \end{aligned}$$

(3.2.3)式において，CC/CV 充電制御の制御変数には A^* ，励磁電流制御の制御変数には A_m を用いる。

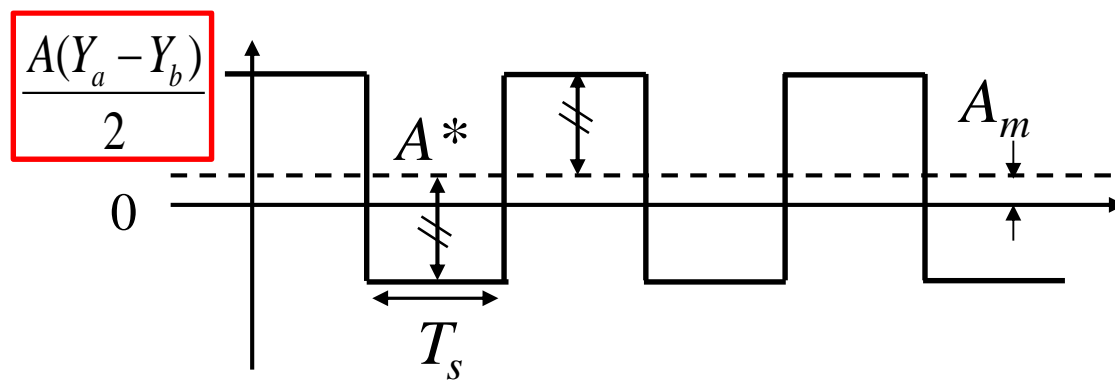


Fig.3.16 出力電圧直流の生成

3.2.4 制御モデルの検討

(3.2.3)式における A_m を制御変数として励磁電流制御のための制御モデルについて検討する。まず、励磁電流の検出法について述べる。Fig.3.17 に励磁電流制御の流れを示す。励磁電流 i_m はトランス一次側電流 i_{ab} とトランス二次側電流 i_s の差から求めることができる。ただし、巻数比を考慮し、一次又は二次換算した後、差をとる必要がある。この方法では i_{ab} と i_s 二箇所の電流を検出する必要からセンサを二個必要とし、コストが増大するという問題があることに触れておく。

次に制御器について検討する。文献[14]にアクティブフィルタを使用した回路を対象とした直流偏磁抑制のための励磁電流制御について、モデルを用いた理論的な検討がなされており、制御器検討部分について参考としたことを断っておく。

制御器に求められる性能は直流成分のみ補償し、励磁電流の交流成分には影響しないことである。よって、簡単な制御器の候補としてローパスフィルタと比例ゲインを組み合わせた不完全積分器と、PI 制御器が思いつく。どちらも直流成分に対し、高いゲインを確保できるが、折れ点周波数以降について、不完全積分器ではゲインが 20dB/dec で減少が始まるのに対し、PI 制御器ではゲインは固定される。したがって、高調波を抑制する性能は不完全積分器の方が優れているといえる。よって本稿では制御器として不完全積分器を採用する。

Fig.3.18 に励磁電流制御の制御モデルを示す。ただし、 v_D は v_{ab} と出力誤差電圧を足し合わせた電圧、 i_D はセンサによる電流誤差を表す。 v_m は(3.2.4)に基づき A_m により生成される補償電圧を示す。 v_D と v_m の和がスイッチオン抵抗 r_{on} 及びトランス一次側巻線抵抗 r_p による電位降下を経た後、励磁インダクタンス L_m に印加され、励磁電流 i_m を生成する。さらに i_m に不完全積分器を通過させることで、直流成分 \bar{i}_m がゼロとなるようにフィードバック系を構成する。 $R=r_{on}+r_p$ は一般に測定が難しいが、十分に小さい値と考えられる。

Fig.3.18 のブロック図より開ループ伝達関数 G_{mo} は(3.2.5)式で与えられる。 G_{mo} は 3.3 節の制御器設計において即応性を考える際に用いる。

$$G_{mo} = \frac{3VK_m}{(Ts+1)(L_ms+R)} \dots\dots\dots (3.2.5)$$

次に指令値から応答までの伝達関数は(3.2.5)式より(3.2.6)式で与えられる。

$$\frac{I_m(s)}{\bar{I}_m^*(s)} = \frac{\frac{3K_m V}{L_m T}}{s^2 + \frac{RT + L_m}{L_m T} s + \frac{R + 3K_m V}{L_m T}} \dots\dots\dots (3.2.6)$$

固有角周波数及び、減衰係数は(3.2.6), (3.2.7)式のようになる。ただし、 $K_m \gg R$, $L \gg TR$ とする。

$$\omega_n = \sqrt{\frac{R + 3K_m V}{LT}} \approx \sqrt{\frac{3VK_m V}{LT}} \dots\dots\dots (3.2.6)$$

$$\zeta = \frac{L + TR}{\sqrt{12V(R + K_m)LT}} \approx \sqrt{\frac{L}{12VK_m T}} \dots\dots\dots (3.2.7)$$

よって、 K_m を大きくすると ω_n は増大、 ζ は減少する。また T を大きくすると ω_n は減少、 ζ も減少することがわかる。よって T をできるだけ大きな値とすることで速い応答、振動の抑制を図れることがわかる。ただし、 T はローパスフィルタのカットオフ周波数を決定するため、励磁電流の基本波成分を含まないように設定する必要がある。

次に電圧誤差及び、電流センサによる誤差から i_m までの影響について検討する。それぞれの伝達関数を(3.2.8), (3.2.9)に示す。

$$\frac{I_m(s)}{V_D(s)} = \frac{\frac{Ts + 1}{L_m T}}{s^2 + \frac{RT + L_m}{L_m T} s + \frac{R + 3K_m V}{L_m T}} \dots\dots\dots (3.2.8)$$

$$\frac{I_m(s)}{I_D(s)} = \frac{\frac{3KL_m}{L_m T}}{s^2 + \frac{RT + L_m}{L_m T} s + \frac{R + 3K_m V}{L_m T}} \dots\dots\dots (3.2.9)$$

v_D 及び、 i_D かはステップに入力されると仮定し、最終値の定理を(3.2.8), (3.2.9)式に用いると、定常状態において、それぞれ(3.2.10), (3.2.11)式のようになる。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} i_m = \frac{1}{R + 3K_m V} V_D \dots\dots\dots (3.2.10)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} i_m = \frac{3K_m V}{R + 3K_m V} I_D \dots\dots\dots (3.2.11)$$

K_m を大きくとることによって(3.2.10)式は0に近づくことがわかる。したがって、 V_D による影響は抑制することができるといえる。しかし、 K_m を大きくとったとしても(3.2.11)式は I_D に近づくため、 I_D による影響は抑制することができないことがわかる。ただし、電圧誤差の場合は、磁束に対し、(3.2.1)式から分かるように積分値として蓄積していく。それに対して、電流誤差の場合は積分値として蓄積することが無いため、電流誤差は電圧誤差よりも影響が小さい。

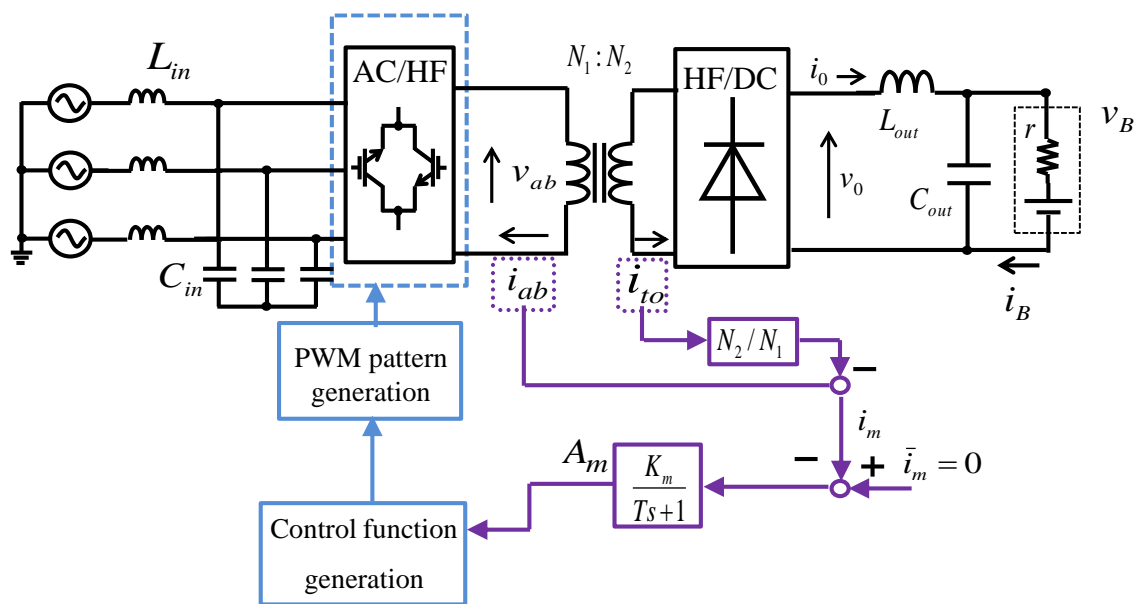


Fig.3.17 出力電圧直流の生成

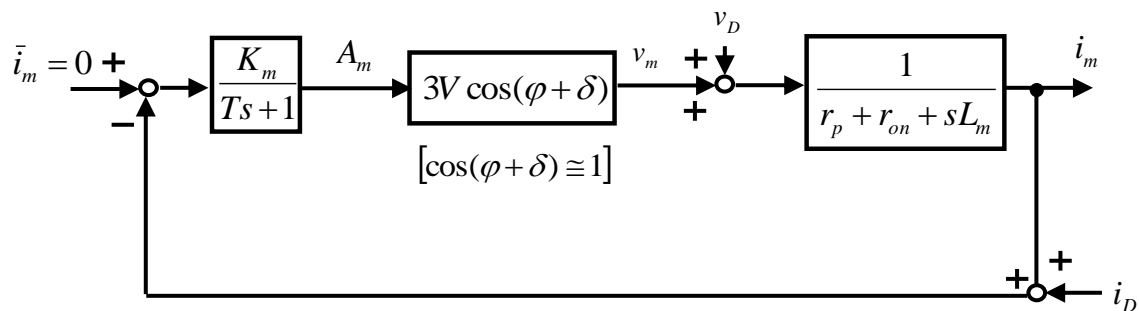


Fig.3.18 励磁電流制御の制御モデル

3.3 両制御の制御器設計

3.2 節, 3.3 節を踏まえて両制御全体の制御器設計について検討していく。Fig.3.11 で示した CC/CV 制御のための制御モデルと Fig.3.18 で示した励磁電流制御のための制御モデルを踏まえて, 全体の制御モデルを Fig.3.19 に示す。

バッテリー制御モデルは整流器二次側より見た等価回路を前提としているため, 励磁電流制御からの影響を考える場合, 整流後の電圧を想定する必要がある。励磁電流制御を考慮した場合の MC 出力電圧は Fig.3.16 のような波形になることを踏まえると, 整流後の電圧は Fig.3.20 のようになると考えられる。よって, 整流後の区間平均電圧 \bar{v}_r は(3.3.1) 式のように与えられる。Fig.3.20 より平均値は A^* となり, A_m は高周波成分として表れることが分かる。

$$\bar{v}_r = 3V(A^* + Y_a A_m) \dots\dots\dots (3.3.1)$$

CC/CV 充電制御と励磁電流制御を併用する場合を考えると, A^* と A_m の応答速度が問題となってくる。高周波トランスの場合, 励磁インダクタンス L_m は一般的なトランスに比べて小さく設計されているため, 少しの誤差電圧で大きな磁束直流成分が発生する恐れがある。したがって, 励磁電流制御には速い応答が必要となり, 開ループ伝達関数において最も広い帯域を確保する。

次に CC 充電について, JIS 規格 101.2.1.3^[1]において, 「バッテリー電流は 20[A/s]以上の変化速度で制御しなければならない。」 JIS 規格 101.2.1.4^[1]において, 「緊急停止のためバッテリー電流は 100A/s 以上の下降速度で電流を下げるができなければならない。」が規定されている。これに対して, CV 制御について, JIS 規格 101.2.1.6^[1]において, 「通常運転において最大電圧スルーレートは $\pm 20V/ms$ を超えてはならない。」とあるように速い変動があってはならない。以上から CC 充電は CV 充電に比べて速い応答が必要になるといえる。

以上をまとめると, 速い方から次のような順番になる。

(励磁電流制御)>(CC 充電)>(CV 充電)

次に具体的な例を用いて検討していく。MC を用いた高周波リンク形 AC-DC コンバータの各パラメータが Tabel.3.1 のように与えられているとする。

まず、CC 充電制御の制御器設計から考える。開ループ伝達関数 G_{oi} の低次数化のため、制御対象 G_{il} の極 $2\pi f_{il}$ と制御器 K_{ii}/K_{pi} の零点がキャンセルするように制御器パラメータを決定すると(3.3.2)式が得られる。

$$2\pi f_{il} = \frac{K_{ii}}{K_{pi}} \dots\dots\dots (3.3.2)$$

次に、CV 充電の制御器設計について検討していく。こちらも、開ループ伝達関数 G_{ov} の低次数化のため、制御対象 G_{vl} の極 $2\pi f_{vl}$ と制御器 K_{iv}/K_{pv} の零点がキャンセルするように制御器パラメータを決定すると(3.3.3)式が得られる。

$$2\pi f_{vl} = \frac{K_{iv}}{K_{pv}} \dots\dots\dots (3.3.3)$$

さらにバッテリー電圧はバッテリー電流に比べ速く変化できないため、開ループ伝達関数 $G_{vo}(s)$ のゼロクロス周波数 f_{vo} は f_{io} に比べ小さくなるように設定する。よって、(3.3.4)式が得られる。

$$f_{vo} \leq \frac{1}{10} f_{io} \dots\dots\dots (3.3.4)$$

最後に励磁電流制御について検討する。振動的な動作を防ぐため、(3.2.7)式が $\zeta=1$ となるように T , K_m を決定すると(3.3.5)式が得られる。

$$T = \frac{L}{12VK_m} \dots\dots\dots (3.3.5)$$

CC/CV 制御からの干渉を抑えるため、励磁電流制御の開ループ伝達関数 $G_{mo}(s)$ のゼロクロス周波数 f_{mo} を(3.3.6)式のように設計する。

$$f_{io} \leq \frac{1}{10} f_{mo} \dots\dots\dots (3.3.6)$$

また、 f_{mo} が即応性の指標となるため、できるだけ高い値としたい。しかし、制御周波数 f_s に近い値を取ると、スイッチングによる高周波ノイズの影響を受けてしまう。そこで(3.3.7)式のように設計する。

$$f_{mo} \leq \frac{1}{20} f_s \dots\dots\dots (3.2.17)$$

(3.3.2)~(3.3.7)式をもとにCC充電制御器パラメータを $K_{pi}=0.0012[1/A]$, $K_{ii}=0.39[1/sA]$, CV 充電制御器パラメータを $K_{pv}=2.68 \times 10^{-4}[A/V]$, $K_{iv}=27.92[A/sV]$, 励磁電流制御器パラメータを $K_m=0.00167[1/A]$, $T=4.0 \times 10^{-4}[s/rad]$ のように決定すれば, 各開ループ伝達関数は Fig.3.20 のように与えられる。ただし, 各ゼロクロス周波数については $f_{vo}=4.8[\text{Hz}]$, $f_{io}=48.6[\text{Hz}]$, $f_{mo}=474[\text{Hz}]$ となるように決定した。以上のパラメータを用いて, 3.4 節で動作を確認する。

Table.3.1 回路パラメータの一例

power supply voltage (line)	V_s	200[Vrms]	winding ratio	$N_p:N_s$	9:24
power supply frequency	f	50[Hz]	primary winding resistance	r_p	1[m Ω]
MC output frequency	f_o	5[kHz]	primary leakage inductance	l_p	3[μ H]
control frequency	f_s	10[kHz]	secondary winding resistance	r_s	1[m Ω]
input filter	l_{in}	0.6[mH]	secondary winding inductance	l_s	6[μ H]
	c_{in}	50[μ F]	excitation inductance	L_m	470[μ H]
output filter	l_{out}	5[mH]			
	c_{out}	20[μ F]			

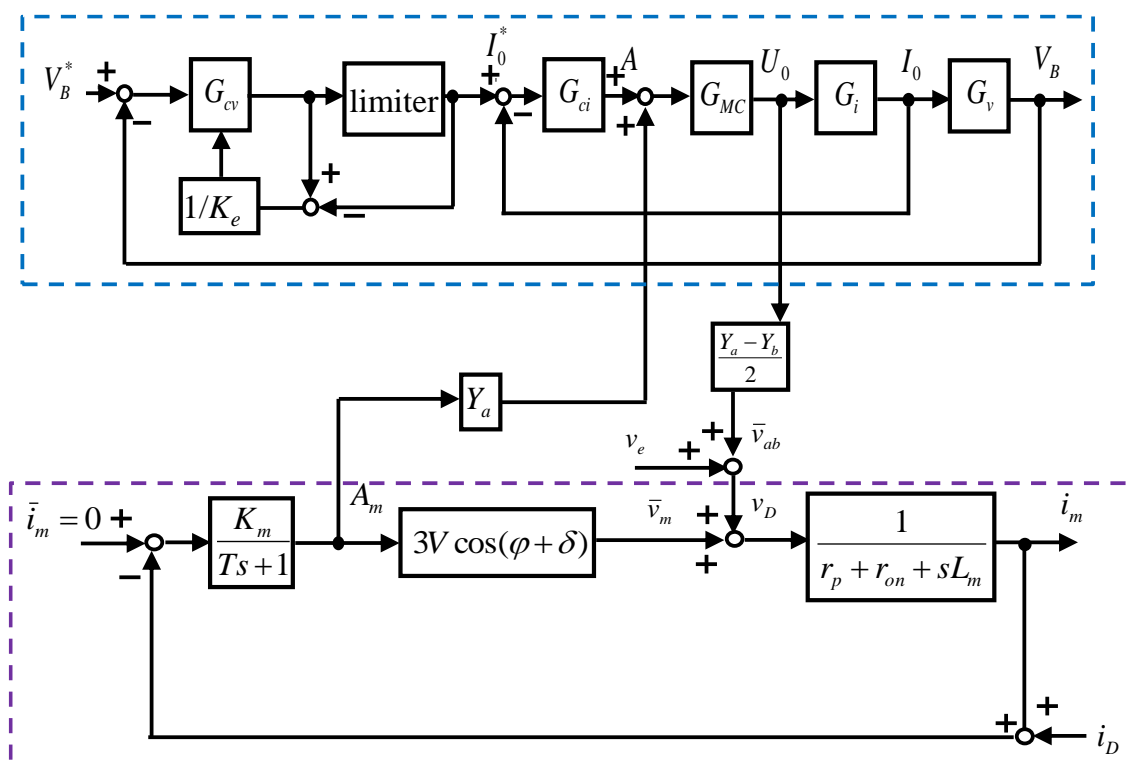


Fig.3.19 全体の制御モデル

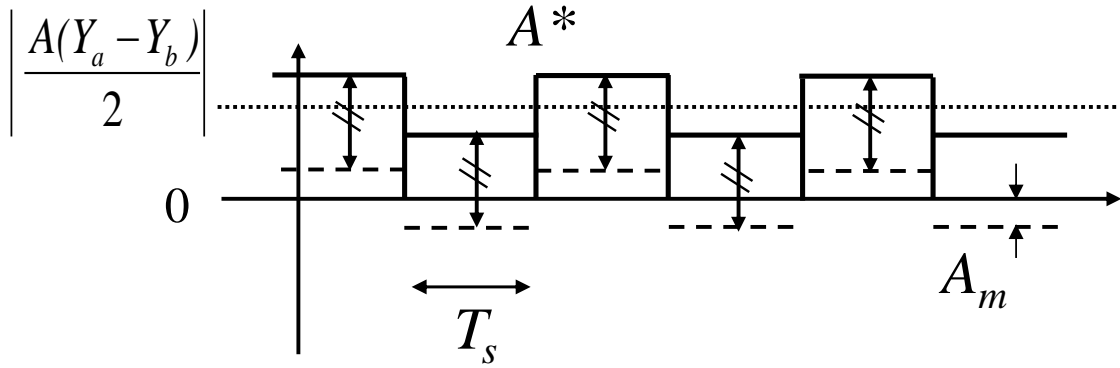


Fig.3.20 全体の制御モデル

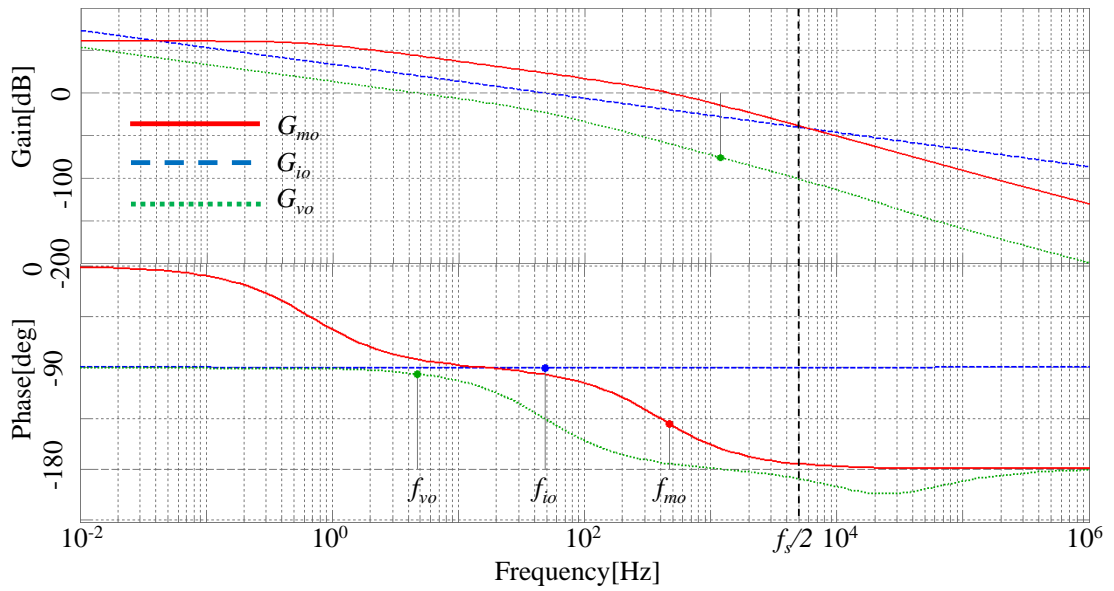


Fig.3.21 各開ループ伝達関数

3.4 シミュレーションによる検証

シミュレーションするに当たってバッテリーの扱いについて、触れておく。3.1.4 節で検討したように(3.1.11)式における k が十分小さい場合、動作にほとんど影響しない。そこで、本来バッテリー特性は Fig.3.8 で与えられるが、SOC80%以上の範囲で k を一定とみなす。また、SOC80[%]におけるバッテリー電圧を V_{oc_soc80} と置き、SOC80[%]以上で v_{oc} は(3.4.1)式で与えられると考えることができる。

$$v_{oc} = \int k(SOC)i_{bat} dt + V_{oc_soc80} \dots\dots\dots (3.4.1)$$

ここでは Table.3.2 のように各パラメータが与えられているバッテリーが並列に二個接続されたバッテリーパックを想定する。また、回路パラメータとして Table.3.1 を使用する。

まず、CC/CV 充電制御においてダンピングレスな切り替えと、一定値制御ができるかを確認していく。Fig.3.23 に補償ありの場合について、バッテリー電流 i_B とバッテリー電圧 v_B のシミュレーション結果を示す。ただし、CV 充電について、積分器に入力される補償値を決定する K_e に関しては試行錯誤的に $K_e=10[A/V]$ とした、Fig.3.23 より、バッテリー電圧 v_B が指令値 v_B^* に達した時点で、スムーズに CV 充電に切り替わる様子が確認できる。

次に CC/CV 充電制御及び、励磁電流制御が両立可能であることをシミュレーションによって確認する。励磁電流に直流成分が発生している状況を模擬するため、Fig.3.23 のように MC スイッチング素子のオン電圧にばらつきが存在している場合を考える。0[s]から励磁電流制御が働いている状況で、CC/CV 充電制御を動作させる。ただし、CC 充電のほうが CV 充電よりも動作が速いため、CC 充電制御できていれば、CV 充電制御も動作するとみなす。非常に短い時間を考えているため、 v_B は変化しないと考え、 $v_B=100[V]$ の場合を考える。

CC 充電では 0[s]は指令値 $I_{ref}=50[A]$ 、0.2[s]からは $I_{ref}=100[A]$ とした。励磁電流制御無しの場合の i_B 、 i_m 、 A の波形を Fig.3.24 に、励磁電流制御有りの場合の i_B 、 i_m 、 A 、 A_m の波形を Fig.3.25 に示す。励磁電流制御が無い場合、励磁電流に Fig.3.24 のような直流成分が発生する。励磁電流制御有りの場合、励磁電流の直流成分が抑制できていることが確認できる。また、励磁電流制御のための制御変数である A_m の変動幅は 0.01 に収まっており、励磁電流基本波成分はほとんど含まれず、直流成分のみに働きかけていることが確認できる。また、 $0 < A < 0.5$ の幅に比べて A_m の値が十分小さいことから、 A_m による A 飽和の恐れは小さく抑えられているといえる。また、バッテリー電流 i_B 波形

は Fig.3.25 と Fig.3.24 でほとんど違いのない波形となっていることから、CC 充電制御と励磁電流制御の帯域は分離できているといえる。

また, Fig.3.25 において CC 充電制御の指令値が 50[A]から 100[A]にステップ変化した直後, A_m が大きく反応している。これは MC 出力電圧がステップ上に増えたことにより, その積分値で決定される励磁電流も急激に増えたためと考えられる。

Table.3.2 バッテリパラメータの一例

V_{soc_80}	360[V]
r	0.48[Ω]
k	0.01[V/C]

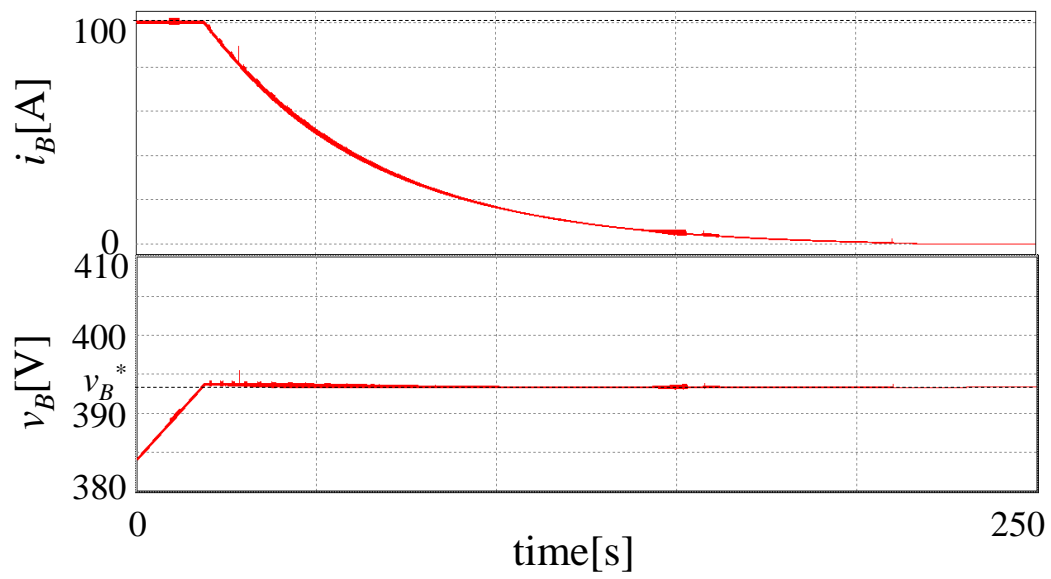


Fig.3.22 シミュレーション結果 (補償あり)

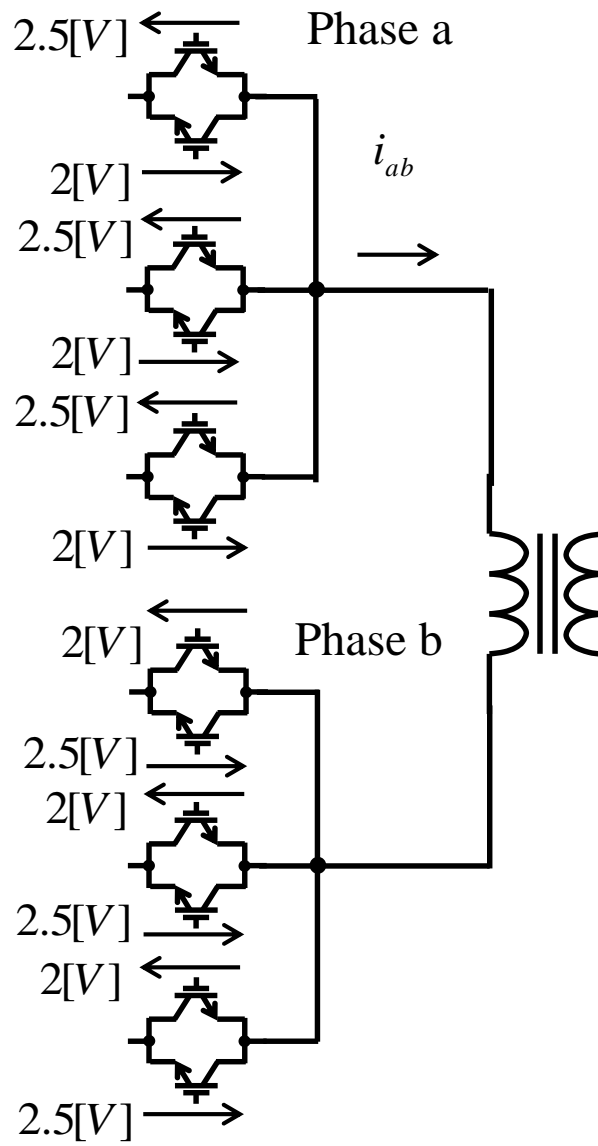


Fig.3.23 シミュレーションによる比較

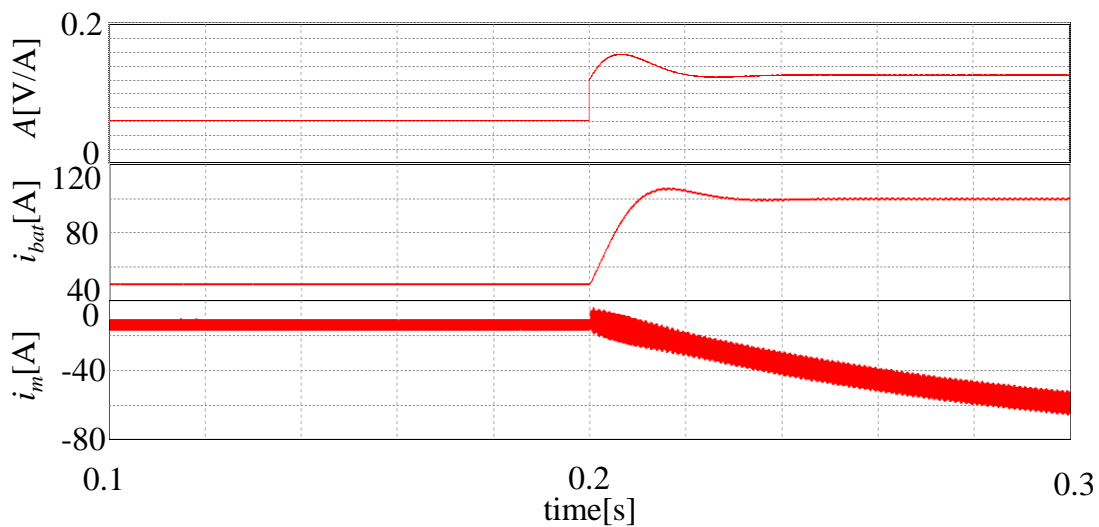


Fig.3.24 シミュレーション結果(励磁電流制御あり)

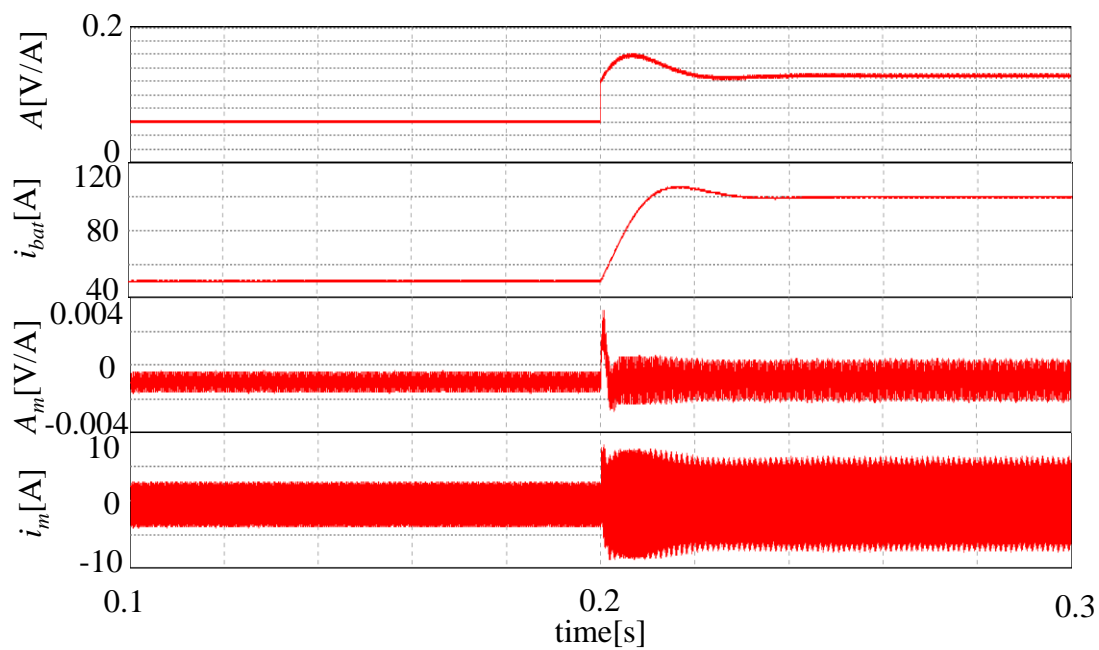


Fig.3.25 シミュレーション結果(励磁電流制御あり)

第4章 電源不平衡補償

これまでの章でMCの制御は三相交流電源を前提としていた。しかし、使用される環境が三相不平衡電源の可能性が無いとはいえない。この時、入力電源は(4.0.1)式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_u \cos(\omega t + \alpha) \\ V_v \cos(\omega t + \beta) \\ V_w \cos(\omega t + \gamma) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.0.1)$$

(2.2.5)式に(4.0.1)式を代入すると、(4.0.2)式のようになる。

$$\bar{v}_{ab} = \frac{1}{2} A \left(K + \sqrt{B^2 + C^2} \sin(2\omega t + \chi) \right) (Y_a - Y_b) \dots\dots\dots (4.0.2)$$

ただし、

$$K = V_u \cos \alpha + V_v \cos \left(\beta + \frac{2}{3} \pi \right) + V_w \cos \left(\gamma - \frac{2}{3} \pi \right)$$

$$B = V_u \cos \alpha + V_v \cos \left(\beta - \frac{2}{3} \pi \right) + V_w \cos \left(\gamma + \frac{2}{3} \pi \right)$$

$$C = - \left\{ V_u \sin \alpha + V_v \sin \left(\beta - \frac{2}{3} \pi \right) + V_w \sin \left(\gamma + \frac{2}{3} \pi \right) \right\}$$

$$\chi = \tan^{-1} \frac{C}{B}$$

(4.0.2)式が整流されると絶対値を取ると考えて、整流器二次側電圧 v_{ref} の制御周期 T_s 内平均値は(4.0.3)式のようになる。ただし、 N_1 はトランス一次巻き数、 N_2 は二次巻き数を表す。

$$\bar{v}_{rec} = \frac{N_2}{N_1} A \left(K + \sqrt{B^2 + C^2} \sin(2\omega t + \chi) \right) \dots\dots\dots (4.0.3)$$

したがって、(4.0.3)式より三相不平衡電源の場合、MC 出力電圧に電源周波数の二倍高調波成分が含まれることがわかる。(4.0.3)式に示される電圧が整流器二次側回路に加わることにより、バッテリー電流にも二倍高調波成分が発生する。

JIS 規格において、バッテリー劣化を防ぐためバッテリー電流リップルの上限値は Table.4.1 のように示されており、何らかの方法でこのリップル成分を抑制する必要がある。

検討している周波数が電源周波数の二倍高調波成分と小さな値であるため、出力フィルタを用いる方法は、カットオフ周波数を小さな値としなければならない。そのため、装置の大型化を招く恐れがあり、別の方法を考える。

Table.4.1 バッテリー電流リップルの上限値

upper limit	frequency
1.5[A]	less than 10[Hz]
6[A]	less than 5[kHz]
9[A]	less than 150[kHz]

4.1 補償原理

文献[7]では直接変換方式を用いた三相-三相サイクロコンバータを対象とし、MC 入力電圧に制御関数を対応させることで、MC 出力電圧の歪を改善する補償法が提案されている。本稿では文献[7]の補償法を三相-単相 MC の場合に拡張することで、MC の制御による MC 出力電圧のリプル成分の除去を検討する。

文献[7]の補償法の簡単な説明をすると、入力線間電圧をセンサにより検出し、これを用いて、出力電圧が一定となるように制御関数を決定するというものである。

本方式では Table.2.1 のように X 関数の絶対値の大小によってモードを分割し、a 相または b 相片方の最大相を交互に固定するように制御関数が増減する。結論から述べると、本方式では X 関数を新たに(4.1.1)式で与えれば区間平均が適応できる帯域内の入力電圧成分について、出力線間電圧を一定とすることができる。ただし、 $v_{uv}=v_{u0}-v_{v0}$ 、 $v_{vw}=v_{v0}-v_{w0}$ 、 $v_{wu}=v_{w0}-v_{u0}$ 、 $0 \leq |X_{u,v,w}| \leq 1$ を満たし、 V^* は出力電圧振幅で(4.1.2)式を満たす任意の値である。

$$X_u = \frac{(v_{wu} - v_{uv})V^*}{v_{uv}^2 + v_{vw}^2 + v_{wu}^2}, X_v = \frac{(v_{uv} - v_{vw})V^*}{v_{uv}^2 + v_{vw}^2 + v_{wu}^2}, X_w = \frac{(v_{vw} - v_{wu})V^*}{v_{uv}^2 + v_{vw}^2 + v_{wu}^2} \dots\dots\dots (4.1.1)$$

$$0 \leq V^* \leq \left| \frac{v_{uv}^2 + v_{vw}^2 + v_{wu}^2}{v_{wu} - v_{uv}} \right|, 0 \leq V^* \leq \left| \frac{v_{uv}^2 + v_{vw}^2 + v_{wu}^2}{v_{uv} - v_{vw}} \right|, 0 \leq V^* \leq \left| \frac{v_{uv}^2 + v_{vw}^2 + v_{wu}^2}{v_{vw} - v_{wu}} \right| \dots\dots\dots (4.1.2)$$

まずは具体的なモードの場合を考える。まず、モード1で $Y_a=1, Y_b=-1$ の場合、制御関数は(4.1.3)式のようになる。

$$\begin{bmatrix} a_u & a_v & a_w \\ b_u & b_v & b_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1-2AX_u & -2AX_v & -2AX_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.1.3)$$

(4.1.3)式より、出力線間電圧は(4.1.4)式のようになる。

$$\bar{v}_{ab} = \bar{v}_a - \bar{v}_b = 2AX_v v_{uv} + 2AX_w v_{uw} \dots\dots\dots (4.1.4)$$

(4.1.1)、(4.1.4)式より、MC 出力電圧は(4.1.5)式で与えられる。

$$\bar{v}_{ab} = \bar{v}_a - \bar{v}_b = 2AV^* \dots\dots\dots (4.1.5)$$

$Y_a=1, Y_b=-1$ の場合, も同様に計算すると MC 出力電圧は(4.1.6)式で与えられる。

$$\bar{v}_{ab} = \bar{v}_a - \bar{v}_b = -2AV^* \dots\dots\dots (4.1.6)$$

モード1の以外の場合で, (4.1.1)式を用いた計算をしても(4.1.5), (4.1.6)式の計算結果と一致する。よって, (4.1.1)式により, 出力線間電圧を一定とすることができると言える。この動作について次にシミュレーションによって確認していく。

4.2 シミュレーションによる検証

Fig.4.1 に示す回路で、Table3.1 のパラメータを用いた場合の出力電圧補償の有効性について確認する。ただし、電源電圧は(4.2.1)式のように振幅が 1:0.95:0.9 の三相不平衡の場合とする。また補償された X 関数生成のため、電源電圧線間電圧 v_{uv} , v_{vw} を検出する。 v_{wu} は $v_{vw} - v_{uv}$ 演算する。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \cos(\omega t) \\ 0.95V_s \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ 0.9V_s \cos\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.2.1)$$

(2.4.2)式で表される補償無しの X 関数を使用した場合のシミュレーション結果を Fig4.2 に示す。また、(4.1.1)式で表される補償有りの X 関数を使用した場合のシミュレーション結果を Fig4.3 に示す。

Fig4.2, Fig4.3 どちらの場合も 1[kHz]程度の周波数成分を含んでいることがわかる。この原因は MC 入力電圧に入力フィルタによる共振周波数成分が重畳しているためである。

Fig4.2 から補償なしの場合、 v_{ab} の振幅に 2ω 成分が発生していることが分かる。これにより、バッテリー電流にも 2ω 成分が発生し、リップルの幅は 4.0[A]となっている。対して、Fig4.3 から補償ありの場合で、 v_{ab} 振幅の 2ω 成分が抑制されていることが分かる。また、バッテリー電流の 2ω 成分も大幅に抑制され、リップルの幅は 1.5[A]となっている。以上から、出力線間電圧補償の有効性が確認できる。

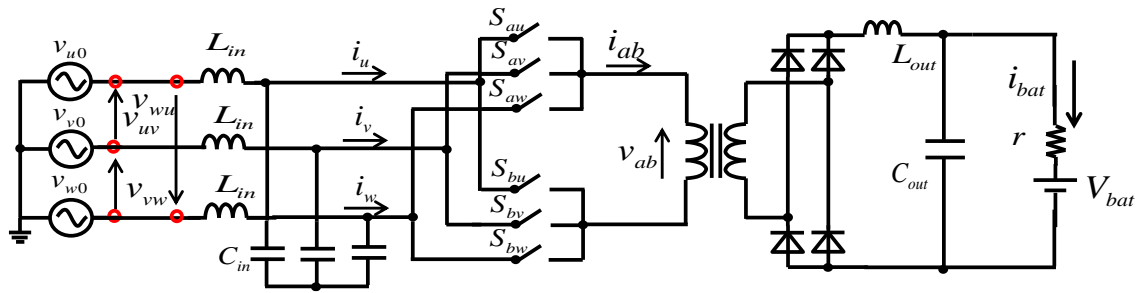


Fig.4.1 シミュレーション回路

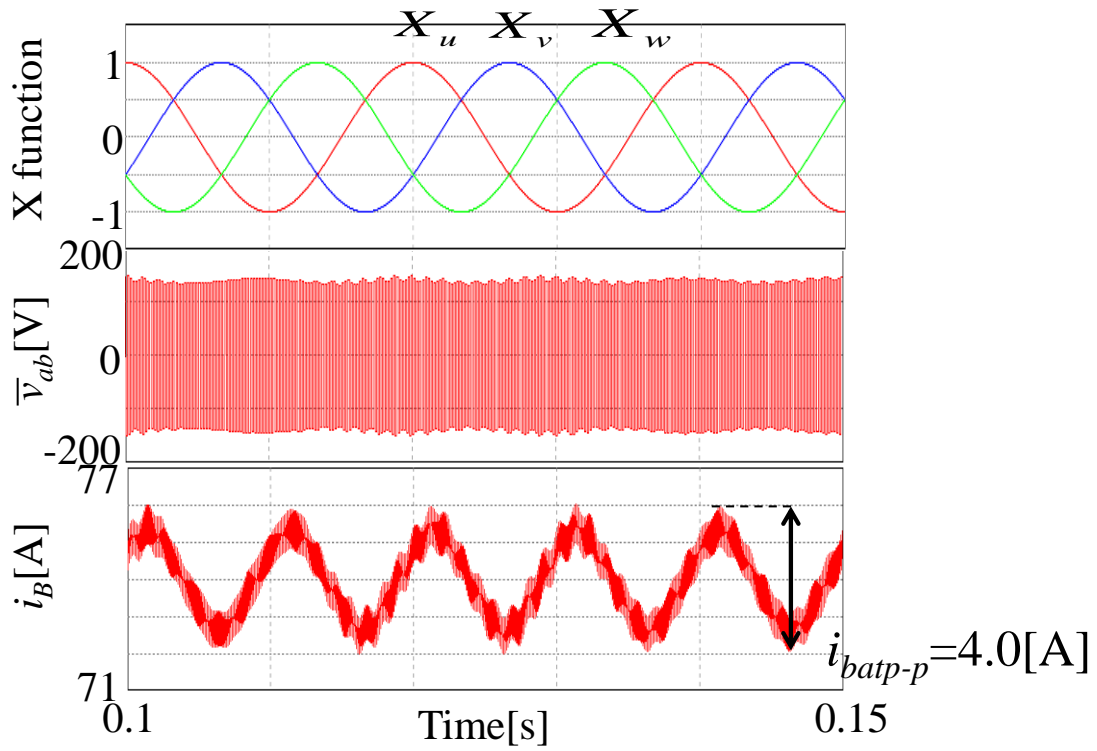


Fig.4.2 シミュレーション結果(補償無し)

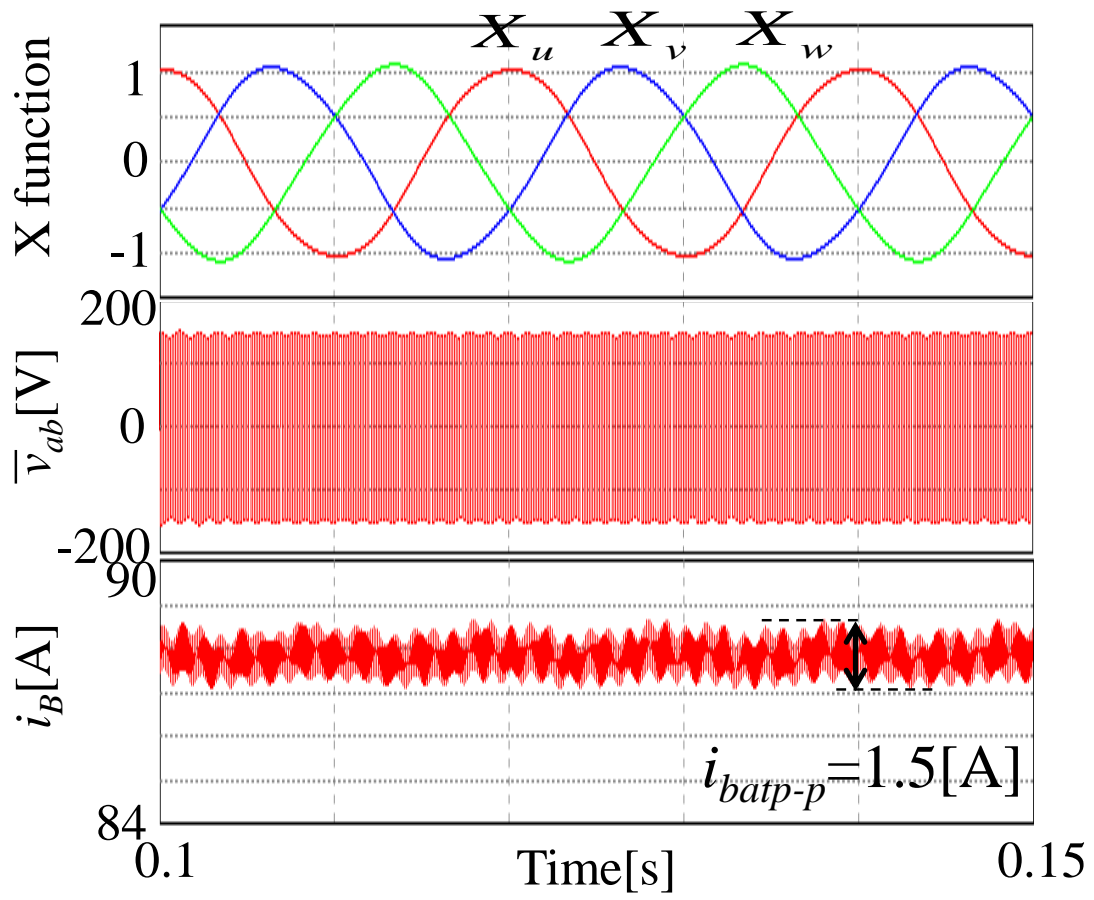


Fig.4.3 シミュレーション結果(補償有り)

第 5 章 結論

5.1 まとめ

本論文では、MC を用いた高周波リンク形 AC-DC コンバータを対象としたバッテリー充電法について検討した。まず、バッテリー充電法として広く使用されている CC/CV 充電制御について、近似等価回路より制御モデルを導出し、ダンピングレスな CC/CV の切り替えが可能な制御器について検討した。

次に、励磁電流制御について、直流偏磁のメカニズムからその抑制法の原理を検討し、制御モデルを構築した。さらに CC/CV 充電制御と励磁電流制御を併用した場合の互いへの干渉を抑えた制御器設計について検討した。

また、三相不平衡電源の場合、電源周波数の二倍高調波成分がバッテリー電流に重畳する問題に対し、文献[7]の補償法を参考として、三相-単相 MC 用制御関数への拡張について検討した。

5.2 今後の課題

今回シミュレーションを用いて検証した事項は実機実験により検証する必要がある。その他の課題として①～④が挙げられる。

- ① 3.1.4 節で触れたように本稿ではバッテリー電流 i_B でなく、整流器二次電流 i_o を検出し、 i_o の制御を検討している。Fig.3.2 の3つの回路状態に注目すると、トランス二次電流 i_s の絶対値と i_o は転流重なり期間以外では一致する。電流センサの削減を視野に入れ、励磁電流制御に必要な i_s から i_o の情報をサンプリング等によって抽出し、この情報によって CC 充電制御できる可能性についての検討を今後の課題として挙げておく。
- ② 電源三相不平衡補償法の問題点について述べる。入力線間電圧を用いるため補償有りの場合、MC 出力電圧は歪みが抑制され、MC 出力電圧と MC 二次側回路により生成される MC 出力電流も歪みが抑制される。しかし、X 関数を操作しているため、(2.4.9)式から MC 入力電流の波形は(4.1.1)式と同様の波形となり、歪みが生じる。これに対し補償なしの場合、MC 出力電圧に 2ω 成分が重畳することで、MC 出力電流の振幅にも歪みが発生し、この MC 出力電流を MC により入力電流に変換するため、入力電流にも歪みが生じる。二つの場合でどの程度の入力電流歪みとなるのか今後検討する必要がある。また、3 章で検討した CC/CV 充電制御及び、励磁電流制御と MC 出力電圧補償を併用した場合の影響についても今後検討する必要がある。
- ③ バッテリーの扱いについて、本稿では内部インピーダンスを単純な内部抵抗 r として検討した。しかし、実際は SOC、温度などにより、内部インピーダンスが変化するため、複雑なモデルとなる^{[11][15]}。したがって、今後の課題としてバッテリーモデルの扱いについて検討する必要がある。
- ④ 系統に流れ込む MC 入力電流に着目する。MC 入力電流に電源周波数の $(6n \pm 1)$ 倍の高調波が発生する問題がある。この問題について簡単に検討してみる。MC 入力電流は MC を介して MC 出力電流により生成される。そこで、MC 出力電流を確認すると、電源周波数の六倍高調波が発生していることがわかった。この原因について考えられる可能性を述べる。採用している制御方式では MC 入力三相電圧の大小によってスイッチングパターンが電源周期あたりに 6 回切り替わる。この動作が MC 出力電圧に何らかの影響を与え、MC 二次側回路に印加されることで、MC 出力電流に電源周波数の六倍高調波が発生している可能性がある。他の可能性として、MC 出力電流には励磁電流が含まれているため、この励磁電流が影響している可能性もある。EN 規格では電子機器が発生する高調波電流の規

制値について定められているため、今後、MC 入力電流高調波の発生メカニズムを解析し、対策法を考える必要がある。ただし、制御関数は区間平均に基づいているため、制御周波数以上の成分については検討することができない。よって、制御関数以外の側面から検討しなければならない可能性がある。

参考文献

- [1] 日本工業標準調査会審議：「電気自動車コンダクティブ充電システム-第 23 部：直流充電ステーション JIS D 61851-23」日本規格協会発行 (2014)
- [2] 直接形交流電力変換回路技術調査専門委員会編：「直接形交流電力変換回路とその関連技術の現状と課題」電気学会 (2005)
- [3] 直接形交流電力変換回路の実用化と応用技術調査専門委員会編：「マトリックスコンバータの技術動向と応用」電気学会 (2008)
- [4] P.W.Wheeler, J.Rodriguez, J.C.Clare, L.Empringham, and A.Weinstein, “Matrix converters:A Technology Review”, IEEE Trans.Ind.Electron., vol.49,no.2,pp.276-288,2002.
- [5] K.Koiwa, and J.Itoh, “Evaluation of a Maximum Power Density Design Method for Matrix Converter using SiC-MOSFET” Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE) IEEE, pp. 563–570, 2014.
- [6] 武井学, 小高章弘, 藤本久：「逆阻止 IGBT の適用技術」富士時報, Vol.75, No.8 (2002)
- [7] A.Ishiguro,T.huruhashi,M.Ishida,S.Okuma, “Output Voltage Control Method for PWM-Controlled Cycloconverters Using Instantaneous Values of Input Line to Line Voltages” IEEJ Journal of Industry Applications, No.3,P201-208,(1991).
- [8] 伊東淳一, 佐藤以久也, 大口英樹, 佐藤和久, 小高章弘, 江口直也：「キャリア比較方式を用いた仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの制御法」電学論 D, 124 巻 5 号, pp.457-463 (2004)
- [9] 岩崎雅巳, 石黒章夫, 石田宗秋, 金榮石, 大熊繁, 岩田幸二：「PWM 制御サイクロコンバータのスイッチングパターン作成法」電学論 D, 109 巻 2 号, pp.82-89 (1989)
- [10] Inagaki, Ishida, Furuhashi, Okuma, Ishiguro, Uchikawa, “A Waveform Control Method of AC to DC Converters with High-Frequency Links”, IEEJ Trans.IAS vol.110,No.5,1990.

- [11]S.Buller, M.Thele, R.Doncker, and E.Karden, “Impedance-Based simulation models of supercapacitors and Li-Ion batteries for power electronic applications , pp. 742 - 747(2005).
- [12]B.Feng, H.Lin, S.Hu, X.An, and X.Wang, “Control Strategy of AC-DC Matrix Converter in Battery Energy Storage System” Energy Conversion Congress and Exposition IEEE, pp. 2128 – 2134(2012).
- [13]S.Suda“PID control (in Japanese)” The Institute of Systems, Control and Information Engineers, 1992.
- [14]H.Hasegawa, S.Srianthumrong, H.Akagi, H.Fugita “DC Magnetic Deviation, and its Suppression, of a Matching Transformer in a Series Active Filter”, IEEJ Trans.IAS vol.122,No.7,2002.
- [15]A.Millner “modeling lithium ion battery degradation in electric vehicles” CITRES IEEE Conference 2010, pp.349 – 356(2010)

関連論文及び口頭発表

- [1] 出口延佳, 山村直紀, 石田宗秋: 「マトリックスコンバータを用いた高周波リンク形 AC-DC コンバータの直流偏磁抑制, 負荷電流同時制御法」平成 26 年電気学会産業応用部門大会 No.1-17

- [2] Nobuyoshi deguchi, Naoki Yamamura and Muneaki Ishida : “Simultaneous Control of Load Current and DC Bias Suppression for AC-DC Converter with High-Frequency Links Using Matrix Converter” International Symposium for Sustainability by Engineering at MIE,EP-6,2014.

- [3] Nobuyoshi deguchi, Naoki Yamamura and Muneaki Ishida : ”The simultaneous control of battery charging and DC bias suppression to high-frequency link AC-DC converter for EV charger using Matrix Converter.”, International Symposium for Sustainability by Engineering at MIU,EO-10,2015

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 教授 工学博士 平井 淳之先生，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 准教授 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 准教授 工学博士 弓場井 一裕先生に心より御礼申し上げます。

平成 23 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。

最後に何不自由なく 6 年間大学生生活を送らせて頂いた両親に心から感謝し，厚く御礼申し上げます。

