

電動パワーステアリング用アナログ制御式新コントローラの開発

田中 政行

Development of New Controller with Analogue Logic for Electric Power Steering System

M. TANAKA

Electric power steering systems with digital controllers, were developed for compact cars about 10 years ago and is now in mass production. However, requirement for mounting this system on large-sized vehicles has been increased. Increasing output current of this system without changing control logic causes the current resolution at the time of control to become rough and control precision to drop. As a solution of this problem, the logic of the controller with analogue logic using custom IC is discussed in this report.

- 1. はじめに
- 2. デジタル制御式コントローラの概要(低位マイコン使用)
- 3. EPS適用拡大への課題
- 4. アナログ制御式コントローラの開発
 - 4.1 開発目標
 - 4.2 アナログ制御式コントローラの特徴
 - 4.3 アナログ制御部のカスタムIC化
 - 4.4 異常, 故障検出の向上
- 5. おわりに

1. はじめに

近年, 環境保全の問題がクローズアップされ, 自動車もまた, その対応が急がれている. 省エネルギーと操舵フィーリングを両立させるため, 電動式パワーステアリング(以下EPSと称す) は, その役割を十分に果たすものとして, これからの時代ニーズにあうもののひとつに挙げられる.

技術のめざましい発展とともに, その便利さと手軽さにより, あらゆるものがデジタル化の傾向にある. しかし, デジタル制御式コントローラでは特性補間制御(連続制御) が不可能であった. そこで, 本報では, 特性補間制御を可能としたEPSのアナログ制御式コントローラの開発結果について述べる.

2. デジタル制御式コントローラの概要(低位マイコン使用)

デジタル制御式コントローラの制御ブロック図を図1に示す.

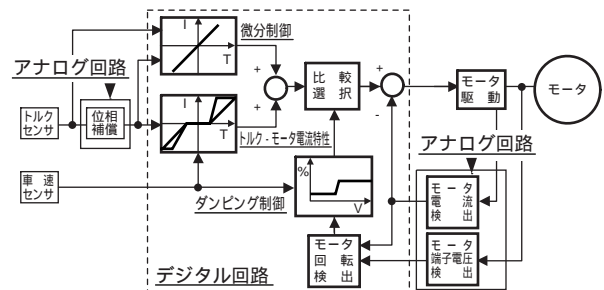


図1 制御ブロック図(デジタル制御式コントローラ)
Control block diagram(digital controller)

トルクセンサにより検知されたステアリングホイールからの入力トルク(操舵トルク) をコントローラで受け, その操舵力に応じたモータ電流を制御する. トルクセンサから出力された信号を内部にあるマイクロコンピュータによりモータ電流を制御し, アシスト力を発生させる(以下アシスト制御と称す). その一方で, マイクロコンピュータの暴走時, トルクの入力方向に対し, アシストの出力方向が逆に作動することを禁止する, インターロック制御(アシスト制御部の監視) を設けている.

3. EPS適用拡大への課題

デジタル制御式コントローラは、従来軽自動車および1000ccクラスまでの車両を対象として開発されてきた。普通自動車への適用拡大のニーズ増大とともに、その適用のための製品開発をすすめてきた。しかし、操舵入力トルクに対するモータ電流の高出力化、操舵フィーリングの向上を考慮した場合、制御方式の構成上対応できる制御に以下の限界があるため、新制御方式を用いたコントローラの開発が必要となった。

1) 処理時間の遅れ

トルクセンサ出力信号によりアシスト制御をする時、マイコン内部で、デジタル演算処理を行なう。しかし、マイコン処理速度が十分でないため、トルク入力信号に対し、演算処理による時間的な遅れが発生する。この遅れは、電動式パワーステアリングシステムのトルク入力からモータ電流出力回路制御の安定性に大きく影響する。

2) A/Dコンバータ量子化誤差が大きい

デジタル制御式コントローラは、低位なマイクロコンピュータ(8 bit)を使用しているため、A/Dコンバータの分解能が低い。例えば、モータ出力電流が、25A用と45A用コントローラを制御した場合、A/Dコンバータの分解能が不足しているため、その誤差は、1.8倍(出力電流比倍)発生する。よって、コントローラ単体としてモータ電流検出精度が悪くなり、システム全体として制御時に音や振動が発生し易くなる。

4. アナログ制御式コントローラの開発

4.1 開発目標

- (1) 機械系慣性に対し、補償制御を加えることができ、より安定したアシスト制御を行い操舵フィーリングを向上させる。
- (2) モータ電流制御の連続制御により制御時の音や振動を軽減する。
- (3) 回路の異常、故障検出部である自己診断機能を制御回路部と分離し、マイクロコンピュータ(デジタル回路部)にて監視することでより細かな安全性を確保する。

アナログ制御式コントローラの制御ブロック図を図2に示す。

4.2 アナログ制御式コントローラの特徴

4.2.1 慣性補償制御

ハンドル操舵する時、ステアリングホイールより操舵力として入力トルクが与えられる。この入力トルクは、コラム(または、ギヤ)に取り付けられたトルクセンサで検出する。また、車速センサで車速を検出し、コントローラによってモータ電流を制御し、適切なパワーアシストを行う。コントローラは、いかなる操舵条件下においても、トルクセンサによって検出されたトルクに対し、モータ電流の出力指示が高精度でかつ、安定した制御でなければならない。制御方式の違いによる、トルク入力に対するモータ電流出力の周波数特性の比較を図3に示す。低い操舵速度における位相を進めることにより、アシスト制御がより安定したものとなった。

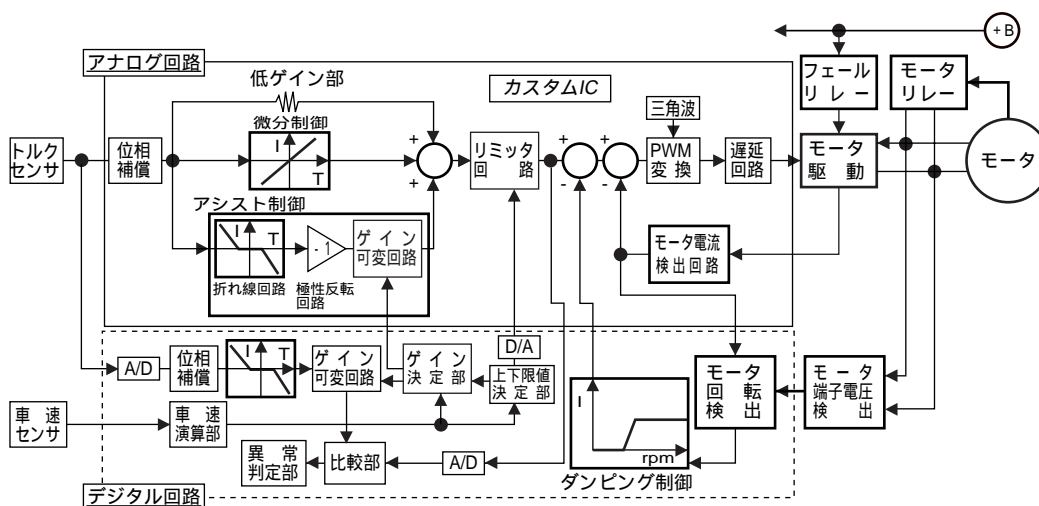


図2 コントローラ回路構成図(アナログ制御式コントローラ)
Control block diagram(analogue controller)

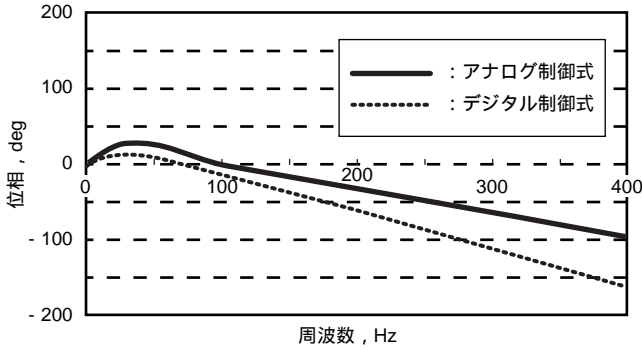


図3 制御方法の違いによる周波数特性
Frequency characteristics

4.2.2 アシスト制御

従来の油圧式パワーステアリングと同等の操舵フィーリングを得るために、アシスト特性の傾きを急な勾配とした。その結果、ハンドル中央付近での違和感がなくなり、スムーズな操舵フィーリングを実現した。図4に制御方式の違いによるアシスト特性設定図を示す。

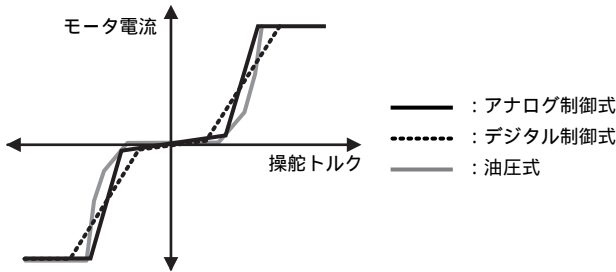


図4 制御方式の違いによるアシスト特性
Assistance characteristics

4.2.3 モータ電流制御

1) モータ電流制御回路

電流リミッタ回路にて処理したモータ電流目標値(ゲイン可変アンプの出力)とモータ電流検出値による差動アンプの出力と三角波との比較値によりPWM波形を形成する。その結果、モータ駆動制御をより安定させることが可能となった。回路を図5に示す。

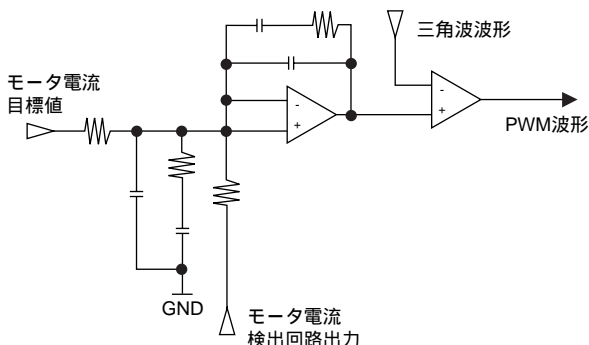


図5 モータ電流制御回路
Motor control circuit

2) 三角波発振回路

EPSシステムにおいて、モータ電流がPWM制御される時、DUTY100%付近でもモータ電流の制御分解能を向上させるために、コンパレータの外部に定電流回路を構成させた。その結果、コンパレータ出力によりコンデンサ(C)の充放電を定電流にて行うため、三角波のリニアリティが向上し、デジタル制御式よりモータ電流のPWM制御精度が向上した。図6に本回路を示す。

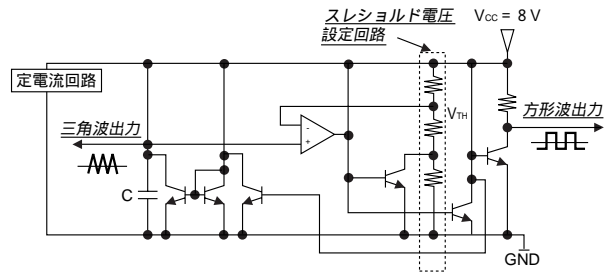


図6 三角波発信回路
Delta wave circuit

3) 遅延制御回路

①モータ遅延制御

モータ遅延制御回路を図7に示す。この回路において、モータ駆動するFETのブリッジ内での短絡防止として、遅延時間(デッドタイム)を形成する。この遅延時間の形成への影響を少なくするために、定電流回路をトランジスタのスイッチング電流源と遅延を形成する電流源とに分割した。その形成方法として、図中のTr②をOFFにすると、コンデンサC1の電位が2.5Vに達するまで定電流により充電され、遅延時間が形成される。コンデンサの容量により、遅延時間を設定することができる。このモータ遅延時間制御タイミングチャートを図8に示す。

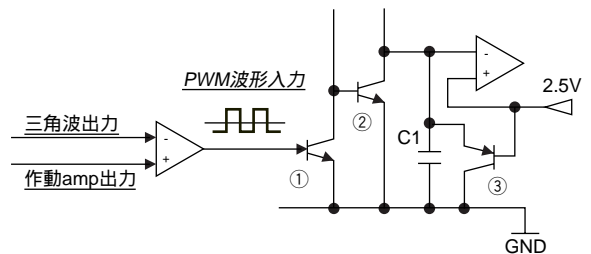


図7 モータ遅延制御回路
Motor deleting control circuit

この遅延時間制御では、以下の電荷式が成立している。

$$Q = CV = \int i dt$$

$$i = \text{const}$$

$$Q = it$$

$$t = CV/i$$

t : 遅延時間
v : 充放電電位
i : 充電電位
C : コンデンサ容量

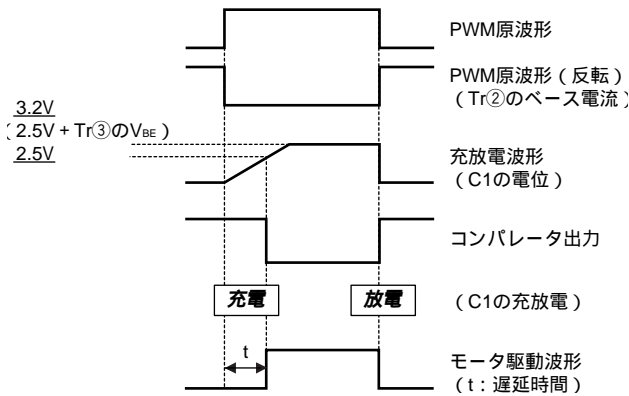


図8 モータ遅延制御タイミングチャート
Motor deleting control timing chart

②電流検出遅延制御

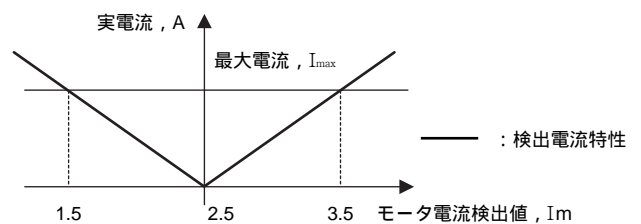
PWM原波形と同期し、モータ電流検出時、FETのスイッチングおよびモータ電流検出回路内の差動アンプの遅れによる誤差をなくすために、同期サンプリング用アナログスイッチにてタイミングをとる。この遅延時間は、コンデンサの容量にて設定可能である。また、遅延時間の形成は、モータ遅延制御と同様である。

4) モータ電流検出回路

PWM信号に同期し、シャント抵抗の電圧により、モータ駆動時および、回生時の電流の両方を検出する。PWM原波形に対し発生する、モータ

駆動回路中のトランジスタおよびFETのスイッチング時間遅れは、モータ遅延制御回路にて遅延時間を形成する。

さらに、シャント電圧を増幅するオペアンプのスルーレート分の遅れとモータ遅延制御回路が形成する遅延時間を加算し、再度、遅延時間をこの回路にて形成する。また、アナログスイッチ(SW1, 2)により、モータ電圧と微分回路出力、電流検出の信号を切り替えることにより、PWM信号に対する同期検波しているモータ電流ベクトルを求めている。シャント抵抗に流れる実電流に対するモータ電流検出値の特性を図9に示す。



	実電流	SW1	SW2
ゼロ点	0	ON	OFF
右操舵	I_{max}	ON	OFF
ゼロ点	0	OFF	ON
左操舵	I_{max}	OFF	ON

図9 モータ電流検出特性
Characteristics of motor detection

5) モータ駆動部フィードバック制御

アナログ制御式コントローラにおけるモータ駆動は、上記1)から4)の回路にて制御される。その制御回路ブロック図を図10、制御タイミングチャートを図11に示す。

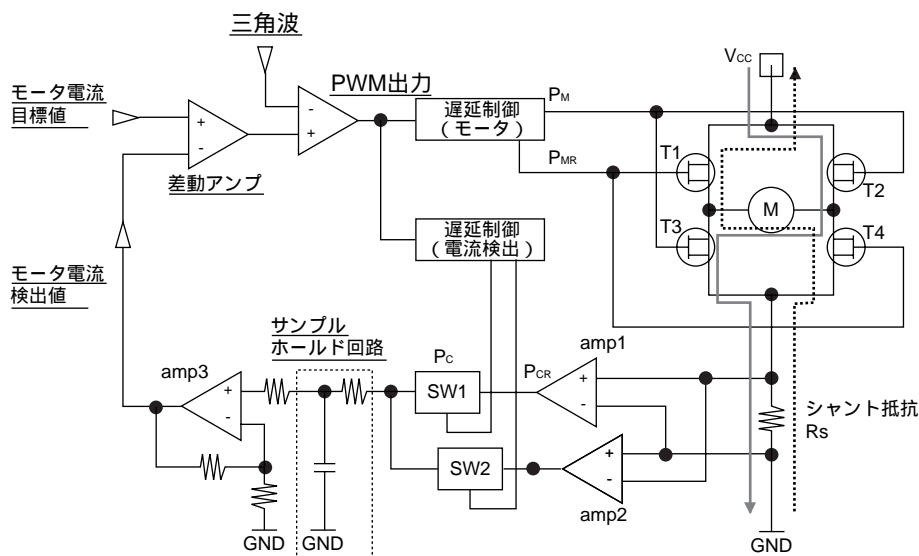


図10 モータ駆動部フィードバック制御ブロック図
Feedback control block diagram of motor driver

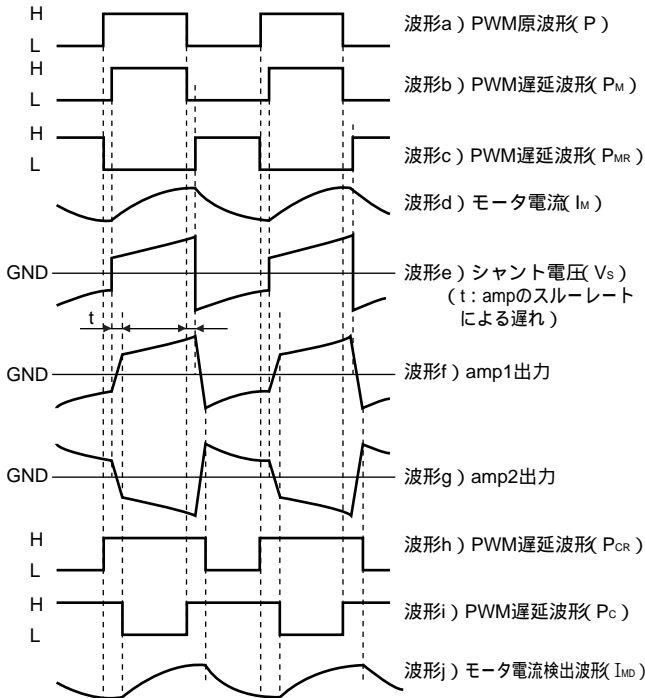


図11 フィードバック制御タイミングチャート
Feedback control timing chart

4.3 アナログ制御部のカスタムIC化

制御方式をデジタル制御からアナログ制御への変更に伴い、コントローラ内部回路に使用する部品数が増加する。この部品数の増加は、コストアップや部品精度によるばらつき、コントローラ単体の大きさに影響するため、アナログ制御部のカスタムIC化を検討した。

4.3.1 基礎回路設計からシュミレーション解析による検証

アナログ制御部として、前述にある三角波発振回路、モータ遅延制御回路、モータ電流検出回路、電流検出遅延回路、2.5V電源回路、折れ線回路があり、各回路ブロック毎に、机上設計での設計回路をシミュレーションにより、動作を確認した。

4.3.2 回路設計(電流検出遅延回路)

アナログ制御式の特徴のひとつであるモータ駆動部におけるモータ電流検出遅延制御回路を例とし、カスタムIC化への検討結果を説明する。

1) 机上検討

一般的な遅延回路を図12に示し、この回路における問題点および改善内容を挙げる。

- ・ 図13に示すコンパレータの使用(図12のA部分)により、基準電圧(2.5V)との比較により、トランジスタ(V_{BE})温度特性の影響を解消した。

- ・ 定電流回路の使用(図12のB部分)により、直線性が向上し、回路内部コンデンサの容量による遅延時間の設定が容易となった。遅延時間の設定比較を図14に示す。カスタムIC駆動電源(+8V)を用いた場合と今回採用した定電流回路を用いた場合を比較させた。

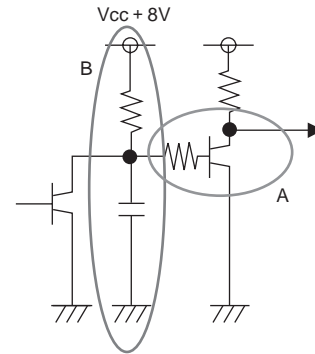


図12 基本回路(遅延回路)
Basic circuit

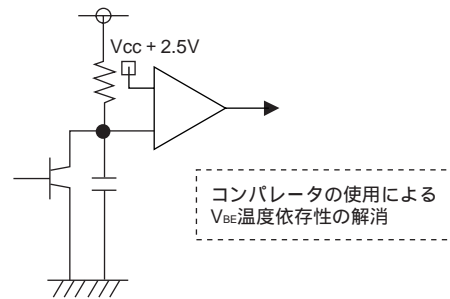
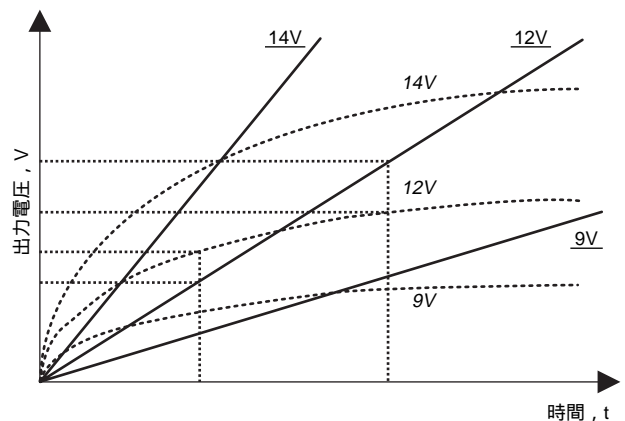


図13 コンパレータの使用
Comparator



----- : 駆動時間による時間設定
(電源電圧変動により時間設定が変動)

————— : 定電流回路による時間設定
(コンデンサ容量により時間設定が容易)

図14 定電流回路による直線性
Linearity of circuit

2) DC解析

シミュレーション用データ作成のため、図15に示す回路を設計し、シミュレーションを実施した。各特性における検証実施前の静特性の確認テストをし、電源電圧 ($V_{cc}=8V$) を与えて、ジャンクション温度 ($T_j=27$) 下において、各動作点の設定値が正常に機能することを調査した。ここでは、 $V_{cc}=8V$ 、 $T_j=27$ におけるPWM入力を、“H”、“L”に入力固定した時の各部電圧を測定した。

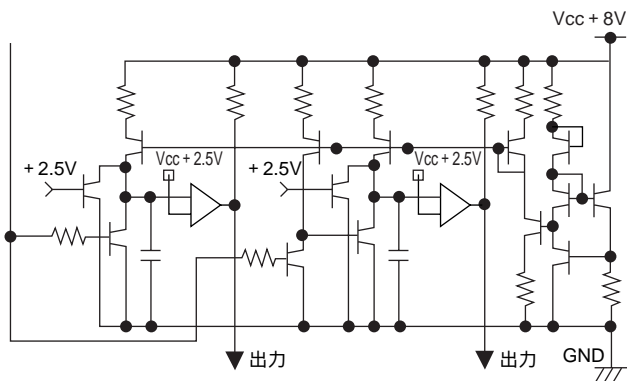


図15 シミュレーション回路図(DC動作チェック)
DC check circuit

3) 総合評価

シミュレーション解析結果より各条件において、各項目のバラツキ最悪条件をまとめると、以下の内容となる。評価結果を表1に示す。

- ①遅延時間が最小となる条件
 - ・電源電圧 (V_{cc}) : 12V
 - ・ジャンクション温度 (T_j) : -30
- ②遅延時間が最大となる条件
 - ・電源電圧 (V_{cc}) : 4.5V
 - ・ジャンクション温度 (T_j) : 125

表1 最悪ばらつき条件による遅延時間の総合評価

		Comprehensive evaluation	
時間	条件	V_{cc}, V	T_j
			45
		125	-30
	遅延時間(左), μS	4.842	2.549
	遅延時間(右), μS	4.745	2.551
	設定値との差(右), μS	1.379	-0.914
	設定値との差(左), μS	1.251	-0.943

ただし、環境条件： $V_{cc} = 8V$ 、 $T_j = 27$ での測定を設計値とする

上記結果に示したように、電流検出回路の遅延時間は、環境条件、素子ばらつきをすべて考慮した最悪条件下において、規格値を満足しているものであった。

よって、最悪のばらつき条件は、カスタムIC

駆動補償電源電圧および、動作補償温度範囲は、上記評価結果に示す遅延時間ばらつき範囲内であるため、カスタムIC内部電流検出遅延回路の設計に問題はなく、使用に支障はないと判断した。さらに、各条件における消費電流を測定した結果、1mA~1.6mAの範囲であり、この範囲であれば周辺回路に及ぼす影響はないと判断した。

4.4 異常，故障検出の向上

アナログ制御式コントローラにおいて、制御部と制御監視部を独立させることにより、マイコン故障時の同時故障率が低下した。また、デジタル回路部のマイクロコンピュータによるトルクセンサ目標値演算値 (I_{md2}) とハードウェアによるトルクセンサ出力値 (I_{md}) との比較によるフェール検出やハードウェア内部の出力値であるトルクセンサ出力値 (I_{md}) とモータ電流検出値 (I_{mm}) をマイクロコンピュータでの比較によるフェール検出を行う。フェール発生時には、フェールセーフリレーを切断することにより、モータ駆動禁止し、また、コントローラによるアシスト制御を停止することで、監視機能の精度と自由度が向上した。フェールセーフ機能ブロック図を図16に示す。

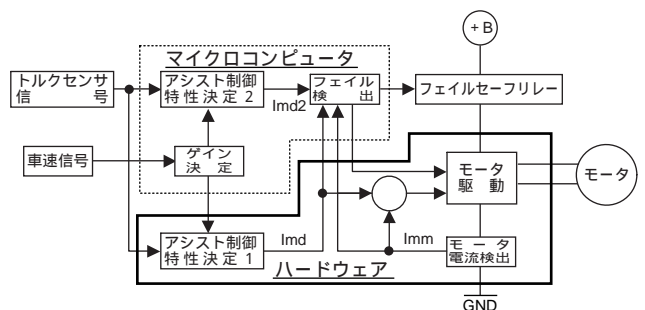


図16 フェールセーフ機能ブロック図
Fail-safe function block diagram

5 . おわりに

システムの高出力化，車種拡大を目指し，普通自動車を対象としたアナログ制御方式電動パワーステアリング用のコントローラを開発した．本制御方式(特性補間制御)の採用により，特徴ある電動パワーステアリングシステム製品を開発することができた．

今後，単なるパワーアシストの部品としてではなく，それ以上の付加価値を持つ魅力ある商品の開発に，一層の努力を注ぎたい．

参考文献

- 1) 松岡浩史，則藤安司，福田 研：KOYO Engineering Journal, no. 153 (1998) 68.
- 2) 黒川貴則，竹田泰典，山元達裕：KOYO Engineering Journal, no. 153 (1998) 56.

筆 者



田中政行*
M. TANAKA

* ステアリング事業本部 ステアリング技術センター
ステアリング電装技術部