

低消費電力量化を目的とした永久磁石同期電動機

駆動システムの簡易設計に関する研究

佐藤 大介

2017年2月







# 目次

目次.....	i
図目次.....	v
表目次.....	ix
第1章 序論.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.1.1 電動機駆動システムにおける省エネルギー化の必要性.....	1
1.1.2 電動機駆動システムの構成.....	8
1.1.3 電動機駆動システムの省エネルギー化設計.....	14
1.1.4 省エネルギー化設計における簡易化の必要性.....	19
1.2 研究目的.....	21
1.2.1 消費電力量の評価.....	22
1.2.2 インバータの回路方式と変調方式に着目した低消費電力量化手法.....	23
1.3 論文概要.....	24
第2章 低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計.....	27
2.1 緒言.....	27
2.2 消費電力量の評価手法.....	29
2.2.1 駆動システムで発生する損失.....	29
2.2.2 損失計算法.....	31
2.2.3 有限要素法とパーミアンス法による鉄損計算.....	33
2.2.4 消費電力量による評価における問題点.....	36

## 目次

2.3 インバータの回路方式に着目した低消費電力量化.....	37
2.3.1 インバータの基本動作.....	37
2.3.2 マルチレベル化による損失低減効果.....	41
2.3.3 マルチレベル化による消費電力量低減効果の評価に関する問題点.....	50
2.4 インバータの変調方式に着目した低消費電力量化.....	51
2.4.1 インバータの変調方式.....	51
2.4.2 非線形変調領域における速度制御.....	59
2.4.3 非線形変調の利用に伴う問題点.....	70
2.5 速度の関数を用いた電動機駆動システムの簡易設計.....	71
2.6 本研究の位置付け.....	75
2.7 緒言.....	76
第3章 起磁力関数を用いたパーミアンス法による電動機鉄損の簡易計算法.....	77
3.1 緒言.....	77
3.2 永久磁石同期電動機の構造.....	79
3.3 提案磁気等価回路.....	81
3.3.1 回転子磁気等価回路.....	82
3.3.2 固定子磁気等価回路.....	84
3.4 磁束密度と鉄損の計算.....	88
3.5 損失計算結果と実験結果との比較.....	93
3.6 パラメータ変化時の電動機損失.....	96
3.6.1 極数・スロット数変化時.....	96
3.6.2 径方向および軸方向の長さ変化時.....	98
3.6.3 ティース幅変化時.....	100
3.7 結言.....	102
第4章 効率関数による消費電力量の評価方法と回路方式に着目した低消費電力量化	
103	
4.1 緒言.....	103
4.2 消費電力量の計算方法.....	105

---

4.3 消費電力量の測定結果と計算結果の比較.....	107
4.3.1 駆動システムの構成.....	107
4.3.2 電気自動車駆動システムの消費電力量.....	110
4.3.3 フライホイールエネルギー貯蔵システムの消費電力量.....	116
4.4 ハイブリッド自動車用駆動システムにおける消費電力量評価.....	118
4.4.1 効率関数の作成.....	118
4.4.2 JC08 モードによる評価.....	122
4.4.3 各動作領域における評価.....	123
4.5 結言.....	127
第5章 非線形変調による低消費電力量化と可変フィルタを用いた簡易速度制御.....	129
5.1 緒言.....	129
5.2 永久磁石同期電動機のオープンループ制御.....	131
5.2.1 方形波電圧による永久磁石同期電動機の駆動.....	131
5.2.2 制御系の解析.....	135
5.2.3 $\gamma$ 軸電圧と $\delta$ 軸電圧の振動励起.....	138
5.3 低次高調波トルクの低減方法.....	140
5.4 低次高調波トルク低減制御のシミュレーション結果.....	144
5.5 低次高調波トルク低減制御の実験結果.....	146
5.6 非線形変調領域の利用による消費電力量の低減効果.....	151
5.7 結言.....	153
第6章 結論.....	155
6.1 本研究の成果.....	155
6.1.1 第1章および第2章の結論.....	155
6.1.2 第3章から第5章の結論.....	156
6.2 今後の課題.....	159
参考文献.....	161
論文目録.....	171
本論文に関する発表論文.....	171

目次

---

参考論文 .....	172
謝辭 .....	177



## 図目次

図 1.1	最終エネルギー消費と実質 GDP の推移 .....	3
図 1.2	一次エネルギー国内供給及び電力化率の推移 .....	3
図 1.3	JIS C4034-30 において定められた誘導電動機 (4 極 50Hz) の効率 .....	5
図 1.4	ダンパ制御と可変速制御における電動機の消費電力の違い .....	5
図 1.5	日本で出荷された交流電動機(70 W 以上)の内訳.....	7
図 1.6	電動機駆動システムの概略図.....	8
図 1.7	誘導電動機の概略図 .....	10
図 1.8	永久磁石同期電動機の概略図.....	10
図 1.9	電圧形インバータを用いた構成.....	12
図 1.10	整流器とインバータから構成されるシステム.....	13
図 1.11	マトリックスコンバータを用いた構成.....	13
図 1.12	電動機駆動システムの省エネルギー化設計における特性要因図 .....	18
図 1.13	電動機駆動システムの省エネルギー化設計に対する要求.....	20
図 1.14	論文の概要.....	26
図 2.1	電動機駆動システムにおいて発生する損失 .....	30
図 2.2	ギャップ部の線を変化させるパーミアンス法モデル.....	35
図 2.3	回転子位置により磁気抵抗を変化させるパーミアンス法モデル .....	35
図 2.4	方形波電圧駆動.....	39
図 2.5	三角搬送波比較変調方式 (三相変調方式) .....	40
図 2.6	フライングキャパシタ方式.....	42

## 図目次

図 2.7	中性点クランプ方式 (ダイオードクランプ型) .....	42
図 2.8	中性点クランプ方式 (T 型) .....	43
図 2.9	ダイポーラ変調方式 .....	45
図 2.10	ユニポーラ変調方式 .....	46
図 2.11	回路方式によるインバータ損失 (1 相分) の比較 .....	48
図 2.12	インバータレベル数と鉄損解析結果 .....	49
図 2.13	インバータレベル数と磁石渦電流損解析結果 .....	50
図 2.14	三次高調波注入方式 .....	54
図 2.15	線間電圧変調方式 .....	55
図 2.16	二相変調方式 .....	56
図 2.17	三相変調方式における過変調状態 .....	57
図 2.18	空間ベクトル変調方式 .....	58
図 2.19	永久磁石同期電動機の等価回路モデル .....	62
図 2.20	永久磁石同期電動機のブロック図 .....	62
図 2.21	ベクトル制御に基づく速度制御系のブロック図 .....	66
図 2.22	高調波電流をフィルタにより除去する電流制御系 .....	66
図 2.23	電圧位相制御のブロック図 .....	67
図 2.24	空間ベクトル変調に基づく電流制御系 .....	67
図 2.25	高調波電流推定器を付加した電流制御系 .....	68
図 2.26	オープンループ制御に基づく速度制御系 .....	68
図 2.27	方形波電圧駆動時の理想スイッチング信号と実際のスイッチング信号 .....	69
図 2.28	簡易設計に必要な項目に対する要求 .....	74
図 2.29	提案する速度の関数を用いた簡易設計とその効果 .....	74
図 2.30	簡易設計に必要な要素と本研究の位置付け .....	75
図 3.1	永久磁石同期電動機の代表的な回転子構造 .....	80
図 3.2	永久磁石同期電動機の代表的な固定子巻線構造 .....	80
図 3.3	集中巻永久磁石同期電動機の解析モデル .....	81
図 3.4	回転子の磁気等価回路 .....	83

図 3.5	固定子の磁気等価回路 .....	86
図 3.6	起磁力関数の波形 .....	86
図 3.7	起磁力関数と電流による起磁力の関係 .....	87
図 3.8	集中巻永久磁石同期電動機の有限要素法モデル .....	90
図 3.9	パーミアンス法と有限要素法により求めた磁束密度波形 .....	91
図 3.10	磁束密度の高調波解析結果 .....	91
図 3.11	鉄心の鉄損曲線(35H300, 新日鐵住金) .....	92
図 3.12	鉄損の高調波成分 .....	92
図 3.13	製作した電動機損失測定システム .....	94
図 3.14	速度 3600 r/min における電動機の損失測定結果 .....	95
図 3.15	鉄損測定結果と提案法および有限要素法により計算した鉄損 .....	95
図 3.16	8 極 12 スロット, 16 極 24 スロットの解析モデル .....	97
図 3.17	極数およびスロット数を変化させた永久磁石同期電動機の損失計算結果 ..	97
図 3.18	径方向長さおよび軸方向長さを変化させたときの概略図 .....	99
図 3.19	径方向および軸方向の長さを変化させたときの電動機損失 .....	99
図 3.20	ティース幅を変化させた場合の概略図 .....	101
図 3.21	ティース幅を変化させたときの電動機損失 .....	101
図 4.1	消費電力量を計算するフローチャート .....	106
図 4.2	製作した永久磁石同期電動機駆動システムの構成 .....	108
図 4.3	速度 6000 r/min, 出力トルク 1.0 Nm における出力線間電圧と線電流 .....	109
図 4.4	自動車の燃費評価に使用する速度パターン (JC08 モード) .....	114
図 4.5	電気自動車駆動システムを模した動作をする際の消費電力量 .....	114
図 4.6	各インバータ方式により駆動した際のシステムの効率関数 .....	115
図 4.7	電力平準動作時のフライホイールの回転速度指令の一例 <sup>(101)</sup> .....	117
図 4.8	FESS を模した動作をする際の消費電力量 .....	117
図 4.9	HEV 用永久磁石同期電動機の損失解析結果 .....	120
図 4.10	HEV 用永久磁石同期電動機駆動システムの効率関数 .....	121
図 4.11	HEV 用永久磁石同期電動機駆動システムの消費電力量の計算結果 .....	123

## 図目次

図 4.12	各モードにより動作する領域と速度およびトルクの変化パターン .....	125
図 4.13	定トルク可変速モードと定速可変トルクモードにより駆動した際の消費電 力量.....	126
図 5.1	d-q 座標と $\gamma$ - $\delta$ 座標の関係.....	132
図 5.2	オープンループ制御に基づく速度制御系 .....	133
図 5.3	線形変調領域から方形波電圧領域への移行動作.....	134
図 5.4	方形波電圧領域におけるトルクの高調波解析結果.....	134
図 5.5	永久磁石同期電動機のオープンループ制御系のゲイン特性 .....	137
図 5.6	トルクの微小変化量のステップ応答.....	139
図 5.7	低次高調波トルクの低減制御を追加したオープンループ制御系 .....	142
図 5.8	可変双二次フィルタのブロック図.....	142
図 5.9	可変双二次バンドパスフィルタにおける中心周波数とフィルタ係数の関係 .....	143
図 5.10	低次高調波トルク低減制御の有無によるシミュレーション結果 .....	144
図 5.11	図 5.10 における方形波電圧領域のトルク高調波解析結果.....	145
図 5.12	低次高調波トルク低減制御の有無による低次高調波トルクの比較結果....	145
図 5.13	方形波電圧領域におけるインバータ出力線間電圧と線電流 .....	147
図 5.14	方形波電圧領域において加速しているときの電動機速度と q 軸電流波形	148
図 5.15	定常時における q 軸電流波形.....	149
図 5.16	各速度における q 軸電流の低次高調波成分の比較結果.....	150
図 5.17	定速負荷変動モード .....	152
図 5.18	定速負荷変動時の消費電力量の比較 .....	152

## 表目次

表 3.1	集中巻永久磁石同期電動機のパラメータ .....	82
表 3.2	磁束密度と鉄損の計算条件.....	89
表 4.1	測定対象の永久磁石同期電動機のパラメータ .....	108
表 4.2	電気自動車と駆動用電動機のパラメータ .....	113
表 4.3	電気自動車駆動システムを模した動作をする際の消費電力量の計算結果..	116
表 4.4	FESS を模した動作をする際の消費電力量の計算結果.....	117
表 4.5	各モード、各領域における速度とトルクの変化量.....	124
表 5.1	永久磁石同期電動機のパラメータ .....	133



# 第1章

## 序論

### 1.1 研究背景

#### 1.1.1 電動機駆動システムにおける省エネルギー化の必要性

世界におけるエネルギーの消費量は年々増加の一途をたどっている。一次エネルギーの消費量は石油換算で1965年は37億トンだったが、2014年には129億トンにまで達している<sup>(1)</sup>。近年では経済成長や人口増加といった背景からアジアの新興国でのエネルギーの消費が特に増加している。一般に経済成長とエネルギー消費量は相関関係があるためである。一方、石油や石炭といった化石燃料の使用は地球温暖化の原因となる温室効果ガスを排出する。そのため、世界規模で温室効果ガスの排出量削減に向けた取り組みがされている。1997年に採択された京都議定書では先進国を中心に、温室効果ガス排出量が定められた<sup>(2)</sup>。また、2015年に採択されたパリ協定では、途上国や新興国を含む全ての国が排出量の削減目標を定めることになる<sup>(3)</sup>。今後、世界では経済成長と地球温暖化対策を両立させるための政策や技術が求められていくことになる。

図1.1に我が国の最終エネルギー消費と実質GDPの推移を示す<sup>(1)</sup>。1973年に発生したオイルショックの影響で高度経済成長は終焉を迎え、安定成長期へと移行した。この間、最終エネルギー消費は横這いに推移しながらも、GDPは増加した。これは産業部門における機器の省エネルギー化が貢献したことが要因である。1986年頃から始まったバブル景気を境に、GDPの増加とともに最終エネルギー消費は増加の一途を辿ることになった。この

## 第1章 序論

---

頃の経済活動はエネルギーの利用と強い結びつきがあったことを示している。2000年頃から再び、エネルギー消費が横這いに転じながらも、GDPは増加するという状態になった。これについては、運輸部門におけるエネルギー消費量の減少によるところが大きく、ハイブリッド自動車に代表される低燃費車の普及によるものである。この流れが一転したのは、2011年に発生した東日本大震災および東京電力福島第一原子力発電所の事故がきっかけである。電力不足により、関東地方では計画停電が実施された。このような状況から、国全体で節電や省エネルギー化の気運が高まり、部門を問わず、最終エネルギー消費を減少させることになった。一方でGDPは伸び率が小さいながらも増加という傾向が続いている。エネルギー調達コストを含めて議論すべきではあるが、震災や原発事故を契機にエネルギー消費を減らしながらも経済成長を達成させられる可能性が示された。

図1.2に一次エネルギー国内供給及び電力化率の推移を示す<sup>(1)</sup>。電力化率は1965年度の13.0%に対して、2014年度は25.3%とおおよそ2倍に増加している。ここ数年は25%前後で推移しているが、一次エネルギーの供給量が低下していることから、電力使用量も年々減少していることは明らかであるが、エネルギー消費を減らしつつ、経済成長を遂げるには、消費電力の低減が不可欠である。福島第一原発の事故がきっかけとなり、原子力発電に依存する電力政策に世論から疑問が投げかけられた。2011年以降、原子力発電による電力は激減し、火力発電による電力が大幅に増加することになった。この結果、エネルギーの使用量は減っているものの、化石燃料の使用量が増加したため、CO<sub>2</sub>排出量は増加するという状況が引き起こされた。2014年度はCO<sub>2</sub>排出量が前年度より減少したものの、実質GDPも減少していることから、経済成長と温暖化対策の両立の難しさを表す結果となった。

地球温暖化対策という観点から、化石燃料の使用を減らすための解決策として、太陽光や風力、地熱発電といった再生可能エネルギーの積極的な利用が挙げられる。近年の技術革新により、発電コストが低下してきたこともあり、世界的に普及が進められている。しかし、図1.2より、我が国における再生可能エネルギーの使用割合に大幅な増加が見られない。原因として太陽光発電や地熱発電は用地問題、風力発電は騒音問題があるためである。また、これらの発電方式は火力発電や原子力発電よりも規模が小さく、発電効率も悪い。世界的に見ても、例えば産油国では依然として火力発電のコストが低いということもあり、普及が進まない地域も存在する。したがって、化石エネルギーをそのまま再生可能



エネルギーに置き換えるということは現状では困難である。

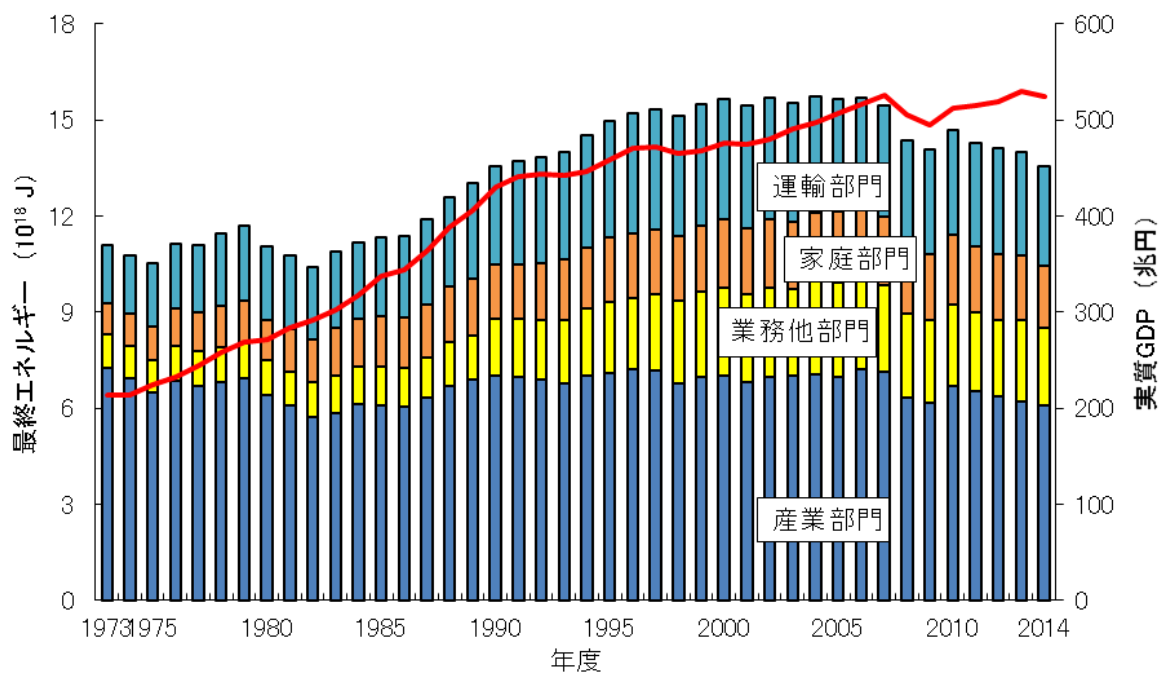


図 1.1 最終エネルギー消費と実質 GDP の推移

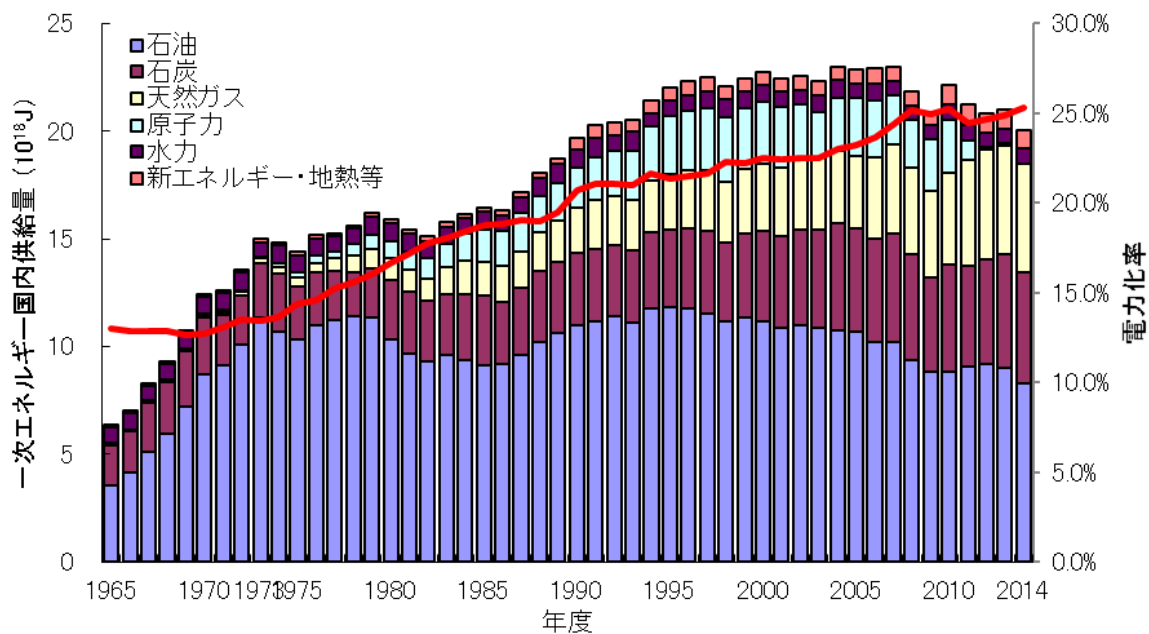


図 1.2 一次エネルギー国内供給及び電力化率の推移

## 第 1 章 序論

---

また、経済活動との両立を考えると、単純に消費電力を削減することは難しい。したがって、無駄な電力消費を減らすことが必要になる。電力の使用用途の内訳は、日本では 6 割弱、欧州（EU 加盟国）では約半分が電動機の駆動に使用されていると報告されている<sup>(4)~(6)</sup>。つまり、無駄な消費電力を減らすということを考えたときに、電動機駆動時の無駄な電力を減らすことが最も効果的であるといえる。

電動機は電気エネルギーを運動エネルギーに変換する装置の総称で、ほとんどの電動機が 19 世紀後半に発明されてから、今日までその原理が変わっていない。中でも、交流電動機の一つである誘導電動機は、ほぼ銅と鉄だけで構成されることから、構造が簡単で堅牢である。また、直流電動機と違い、整流子を使わないため、部品の摩耗が少なく、長寿命という特長がある。さらに、一定速度の運転であれば、商用の 50 Hz や 60 Hz の交流電源に接続するだけでよい。これらの利点から、産業機器で使われる電動機の多くを占めることになった<sup>(7)</sup>。そのため、電動機による消費電力の低減を目的として、各国で販売できる誘導電動機に効率の規制が設けられるようになっている<sup>(8)</sup>。

図 1.3 に JIS C4034-30 において定められた誘導電動機（4 極 50Hz）の効率を示す<sup>(9)</sup>。ここで示す効率とは電動機に入力した電力と出力として得られる動力を電力換算したものの比である。効率が 100%に近いほど無駄な電力消費が少ないといえる。一般に電動機は容量が大きくなるにつれて効率は高くなる。したがって、大容量の誘導電動機ほど効率基準は高くなる。現在、我が国ではトップランナー制度が施行され、電動機メーカーにはプレミアム効率と呼ばれる IE3 クラスの誘導電動機を出荷するように求められている<sup>(10)</sup>。プレミアム効率品は標準効率品や高効率品と比べて、購入価格が高いものの、駆動時の消費電力が少なく済むため、電気料金を安くすることができる。このような経済的な利点があるため、使用者側においても既存の電動機をプレミアム効率品へと置き換える動きが出てきている<sup>(7)</sup>。なお、製品においては電動機の負荷が変化することがほとんどである。電動機を高効率に動作させるためには、負荷に応じて速度や出力トルクを変化させる必要がある。誘導電動機の場合、出力トルクはすべりによって調整できるため、主に可変速制御が必要とされる。

図 1.4 にファン、ポンプをダンパ制御、可変速制御により駆動した場合の電動機の消費電力を示す<sup>(11)</sup>。ダンパ制御の場合、電動機の変速をせずにダンパで風量を調整するため、

風量に対して変化するのは出力トルクだけであるから、消費電力は線形的に変化する。一方、可変速制御の場合、電動機の変速をすることで風量を調整する。このため、可変速制御ではファン、ポンプの消費電力は風量の3乗に比例する。したがって、風量が少なくて済むときほど、可変速制御により消費電力は大幅に低減できる。

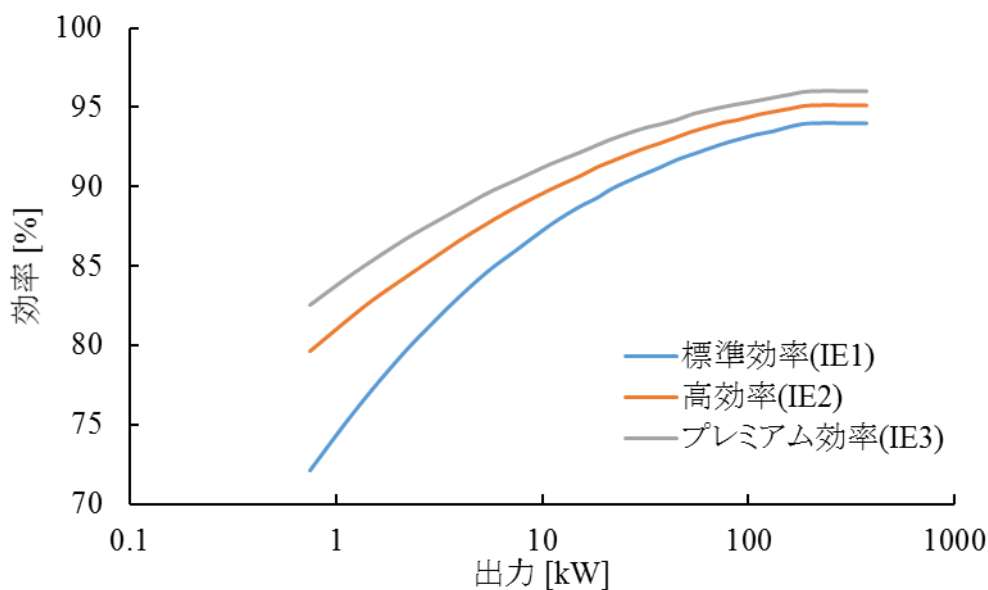


図 1.3 JIS C4034-30 において定められた誘導電動機 (4 極 50Hz) の効率

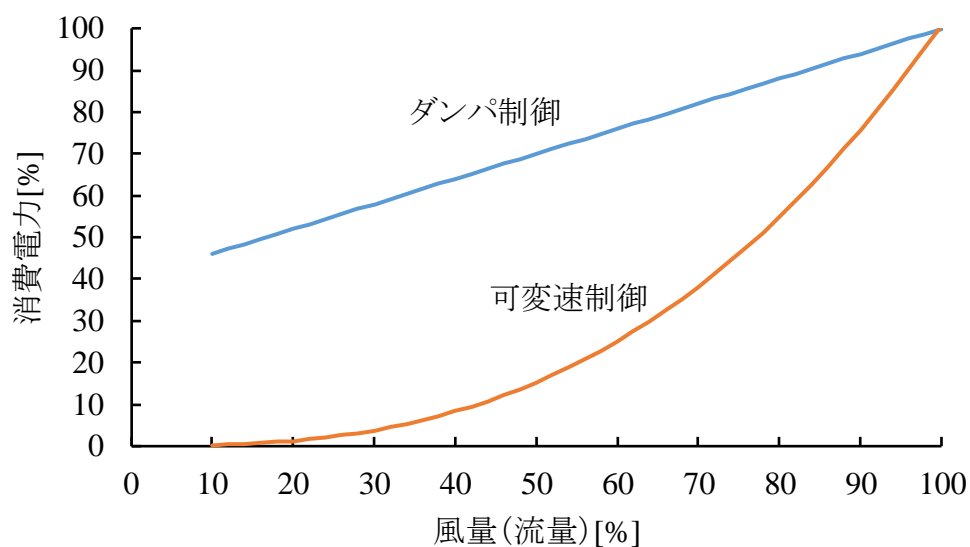


図 1.4 ダンパ制御と可変速制御における電動機の消費電力の違い

なお、誘導電動機を商用交流電源と直接接続した場合、常に一定の振幅と周波数の電圧が印加されるため、可変速制御はできない。可変速制御するためには、印加する交流電圧の周波数を自在に変化させる必要がある。そのため、誘導電動機をはじめとする交流電動機の可変速制御にはパワーエレクトロニクス技術が不可欠である。

パワーエレクトロニクスとは電力、電子および制御の技術を総合した、電力変換および電力開閉に関する技術分野である<sup>(12)</sup>。1957年にサイリスタと呼ばれる半導体素子が発売されたことをきっかけに今日まで発展を遂げている。電動機を駆動するために用いられるパワーエレクトロニクス回路として代表的なものに電圧形インバータがある。電圧形インバータは直流電圧を交流電圧に変換する回路であり、半導体スイッチング素子により構成される。動作自体は半導体スイッチング素子がオン、オフするだけである。そのため、実質的な電力損失なしで任意の振幅、周波数の電圧を出力できる。インバータと誘導電動機を組み合わせた駆動システムは数多くの産業機器で利用されている。

なお、近年では誘導電動機と異なる交流電動機の永久磁石同期電動機も普及している。永久磁石同期電動機は回転子に永久磁石を使用しており、1930年のアルニコ磁石の発明と同時期に実用化された電動機である<sup>(13)</sup>。近年になって普及するようになった理由として、まず永久磁石の性能向上が挙げられる。アルニコ磁石は保磁力が弱いという欠点から大容量の電動機を作ることが難しかった。またコバルトを使った磁石であるため、高価という欠点もあった。その後発明されたフェライト磁石は安価という利点はあったものの、残留磁束密度が小さいため、やはり大容量化が困難であった。しかし、1980年代前半に保磁力、残留磁束密度がともに大きいネオジム磁石が発明された<sup>(14)</sup>。これにより、高出力で小型な永久磁石同期電動機を作ることができるようになった。また、永久磁石同期電動機が普及するようになったもう一つの理由として、パワーエレクトロニクス技術の発達が挙げられる。永久磁石同期電動機は同期機的一种であるため、電源周波数と回転周波数が一致している必要がある。そのため、誘導電動機と違い、商用電源で直接始動することができない。しかし、パワーエレクトロニクス回路を利用することで、始動時の問題を解決することができるため、永久磁石同期電動機を使用する障害がなくなったといえる。

図 1.5 に日本で出荷された交流電動機(70 W 以上)の内訳を示す<sup>(15)(16)</sup>。2005 年は誘導電動機だけでおよそ 9 割を占めているが、2015 年には 35%が PM モータ (永久磁石同期電

動機) となっており, 永久磁石同期電動機が大きく割合を伸ばしていることがわかる。したがって, 永久磁石同期電動機に対するニーズが高まっているといえる。

以上の通り, パワーエレクトロニクス技術を利用した電力変換器と効率の良い電動機を組み合わせることで, 電動機駆動システムは無駄な電力消費を抑えることができる。一方で, 産業機器や家電, 自動車には既にこのようなシステムが多く利用されているため, さらなる省エネルギー化を実現するためには, 電動機と電力変換器から構成される電動機駆動システムにおいて, 現在以上に電力消費を抑える必要がある。

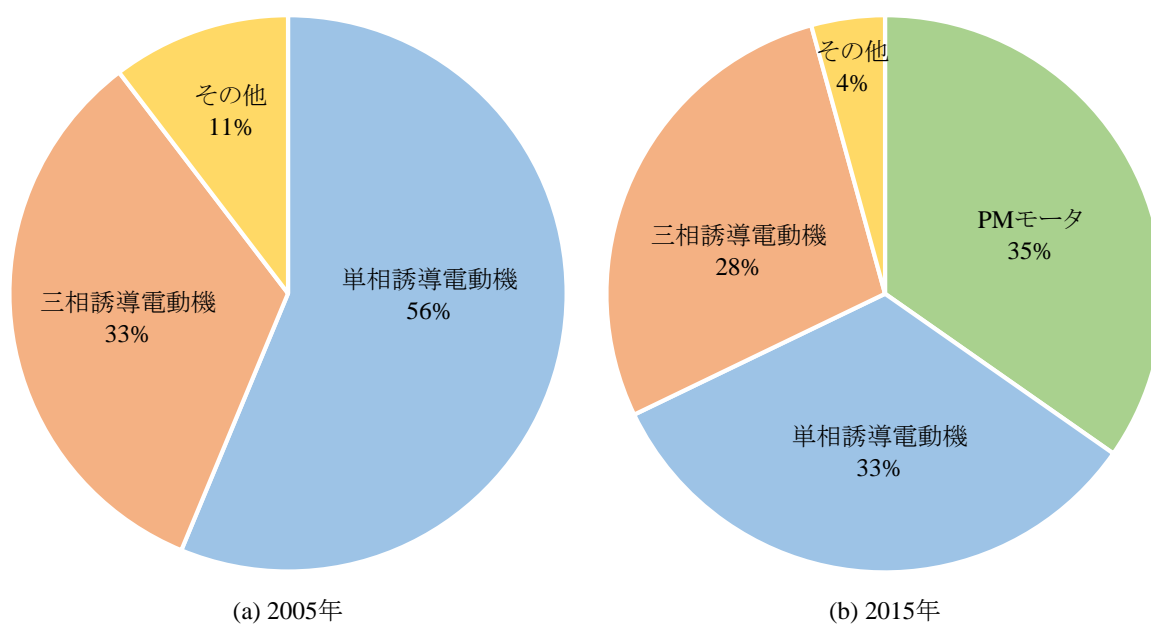


図 1.5 日本で出荷された交流電動機(70 W 以上)の内訳

### 1.1.2 電動機駆動システムの構成

図 1.6 に電動機と電力変換器から構成される電動機駆動システムの概略図を示す。電源は直流または交流のどちらかであり、使用環境によって決まる。例えば、工場や家庭であれば交流電源、自動車のような移動体であれば直流電源となる。電動機に適切な電力を供給するため、電力変換器が使用されることが多い。特に始動巻線を持たない同期電動機では電力変換器が必須となる。電力変換器が適当な電圧や電流を出力するためには制御器が必要となる。制御器では回転子の速度や位置、電動機に流れる電流を検出し、制御量として電圧や電流を調整する。以下、電動機、電力変換器、制御について、それぞれ代表例を示し、特徴を述べる。

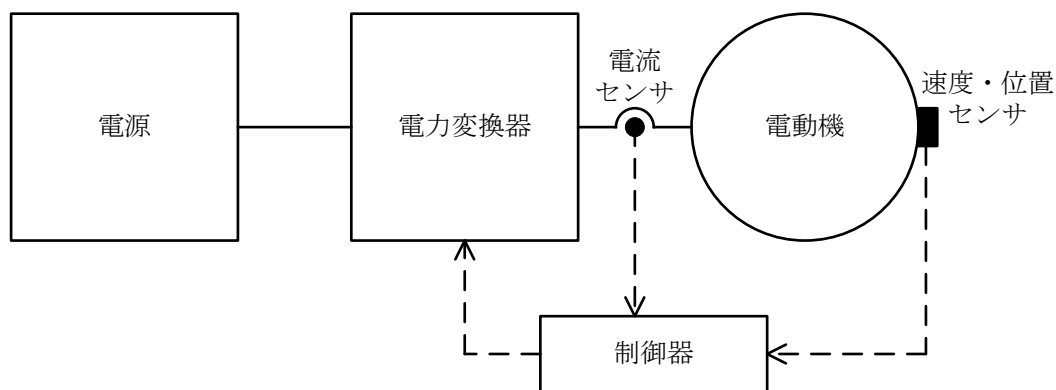


図 1.6 電動機駆動システムの概略図

**(a) 電動機**

電動機は直流電動機と交流電動機の2つに分けることができる。直流電動機は直流電圧の印加により駆動する電動機である。交番磁界を作るために内部に整流子（ブラシ）と呼ばれる部品がある。この整流子は回転によって摩耗するため、ある程度の頻度で交換が必要であることから、メンテナンス性が悪いという欠点がある。一方、交流電動機は交流電圧の印加により駆動する電動機である。電機子巻線に流れる交流電流により回転磁界が発生するため、整流子が不要となる。そのため、交換部品がなく、メンテナンス性が良いことから、現在では輸送用、産業用、民生用問わず、交流電動機の利用が主流となっている。交流電動機に着目すると、さらにいくつかの種類に分類され、大きく誘導電動機と同期電動機に分けられる。

図 1.7 に誘導電動機の概略図を示す。固定子巻線に交流電流を流すことで、回転磁界が発生し、銅やアルミニウムで作られた回転子導体に誘導電流が流れる。回転磁界中を電流が流れることで回転子に対して、回転磁界と同じ方向に力すなわちトルクが発生する。誘導電動機の場合、回転磁界の速度（同期速度）と回転速度の差（すべり）により、回転子導体に流れる電流の大きさが変化し、トルクが変化する。無負荷時は同期速度と回転速度は一致し、有負荷時は回転速度が同期速度よりも遅くなる。

対して、同期電動機は固定子巻線に交流電流を流すことで回転磁界が発生するところまでは誘導電動機と同じであるが、回転子が回転磁界に同期して回転するという違いがある。回転子構造に着目すると、界磁巻線が取り付けられている同期電動機と永久磁石が取り付けられている同期電動機に分類される。界磁巻線が使われる同期電動機は界磁巻線に外部から直流電流を流すことで、回転子を磁化させる。磁化された回転子は回転磁界に引き寄せられることで回転する。

図 1.8 に永久磁石が使われる同期電動機（永久磁石同期電動機）の概略図を示す。永久磁石同期電動機は回転子中の永久磁石が回転磁界に引き寄せられることで回転する。界磁巻線を必要としないため、回転子側での銅損をなくすることができる。したがって、誘導電動機や界磁巻線を持つ同期電動機よりも損失を小さくできることから、駆動システムの省エネルギー化を目的として、しばしば他の電動機からの置き換えが行われている。

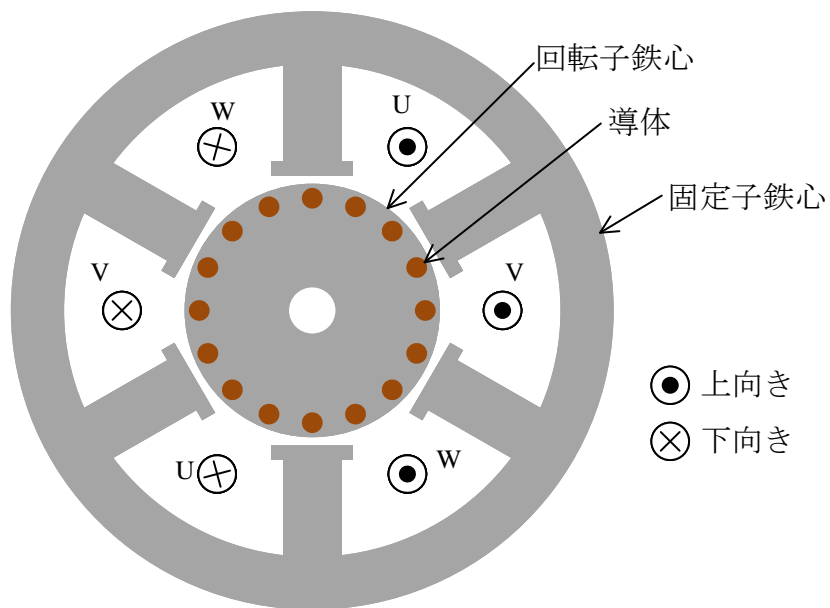


図 1.7 誘導電動機の概略図

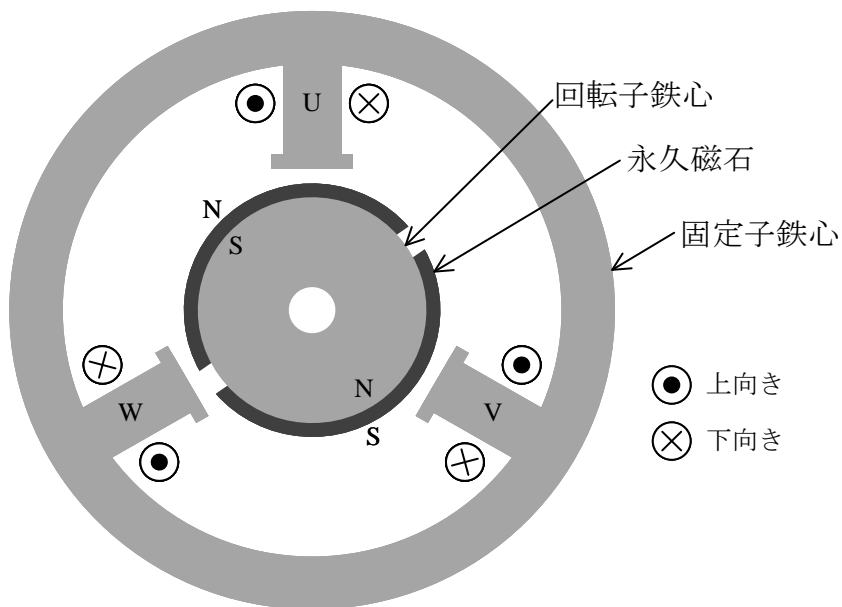


図 1.8 永久磁石同期電動機の概略図



**(b) 電力変換器**

電力変換器は電源や電動機の動作に応じて適切に選択する必要がある。電源が直流の場合、インバータを利用し、電動機が必要とする交流の電力に変換する。一方、電源が交流の場合は、整流器により一旦直流に変換し、インバータを用いて交流に変換する方法やマトリックスコンバータにより直接、振幅や周波数の異なる交流に変換する方法がある。

図 1.9 に電圧形インバータを用いた構成を示す。電圧形インバータは直流電圧を任意の交流電圧に変換する電力変換器である。スイッチ（図 1.9 では IGBT とこれに逆並列に接続したダイオードで構成している）を 2 個直列接続したものを 1 組のレグと呼ぶ。レグを相数分、直流電圧源に並列接続し、各レグの中間と負荷となる電動機の端子を接続する。各レグのスイッチが相補的にオンとオフを繰り返すため、直流中性点  $o$  を基準にすると、電動機の各相端子電圧は  $E_{dc}/2$  と  $-E_{dc}/2$  を交互に繰り返す交流となる。なお、図 1.9 では説明のため、二直列の直流電圧源で表現しているが、実際には直流中性点を作る必要はないため、直流電源は 1 つで構わない。

図 1.10 に整流器とインバータから構成される電力変換システムを示す。図 1.10(a) はダイオードブリッジ整流器と電圧形インバータにより構成されるシステムである。ダイオードブリッジ整流器により交流電圧が直流電圧に変換される。整流器を通過しただけは電圧にリップルが生じるため、電圧を平滑化するためのキャパシタを必要とする。また、整流器の入力電流の高調波対策として、整流器出力にリアクトルを入れることがある。後段の電圧形インバータにより、図 1.9 と同様に交流電圧を生成する。このシステムは電動機の動作が力行のみの場合に利用できる。仮に電動機が回生動作しても前段の整流器がダイオードブリッジ回路であるため、電源に回生することができないばかりか、平滑用キャパシタに電荷が蓄積されることで直流電圧が上昇し、キャパシタの破壊につながる。そのため、保護用にダイナミックブレーキ回路が用いられることもある。対して、図 1.10(b) では整流器がインバータと同じ回路構成となっている。整流器がインバータと背中合わせの構成となるため、Back-to-back (BTB) システムと呼ばれることがある。この整流器はインバータと同じように後述する PWM 動作をすることから、PWM 整流器と呼ばれる。PWM 整流器は系統電圧を直流にするだけでなく、電動機が回生動作した場合、系統に電力を送る役割を果たす。したがって、電車やエレベーターのような回生動作をするシステムに利用され

る。また、PWM 整流器では昇圧リアクトルを持つため、生成される直流中間電圧は系統電圧よりも大きくなるという前提のもと、所望の大きさに制御することができる。

図 1.11 にマトリックスコンバータを用いた構成を示す。マトリックスコンバータはインバータと異なり、双方向スイッチにより構成される。双方向スイッチは IGBT を逆直列に接続することで構成できるほか、逆阻止型 IGBT (RB-IGBT) を用いれば、1 個の素子で構成できる。マトリックスコンバータの大きな特徴は、交流から振幅や周波数の異なる交流に直接、電力を変換することができるため、BTB システムでは必要であった平滑キャパシタが不要となる点である。キャパシタがない分、変換器の小型化が可能である。また、直流に変換しないため、BTB システムよりも変換回数が少ない分、低消費電力量化を実現できる。なお、双方向スイッチを使うため、BTB システムと同様に電動機の回生動作時には、系統に電力を送ることができる。しかし、BTB システムに比べると、昇圧機能を持たないため、出力電圧が小さくなるという欠点を持つ。

なお、電力変換器は半導体のスイッチング回数や半導体の持つ抵抗成分により損失が変化する。省エネルギー化を実現するためには、半導体の選定や動作方法を検討する必要がある。

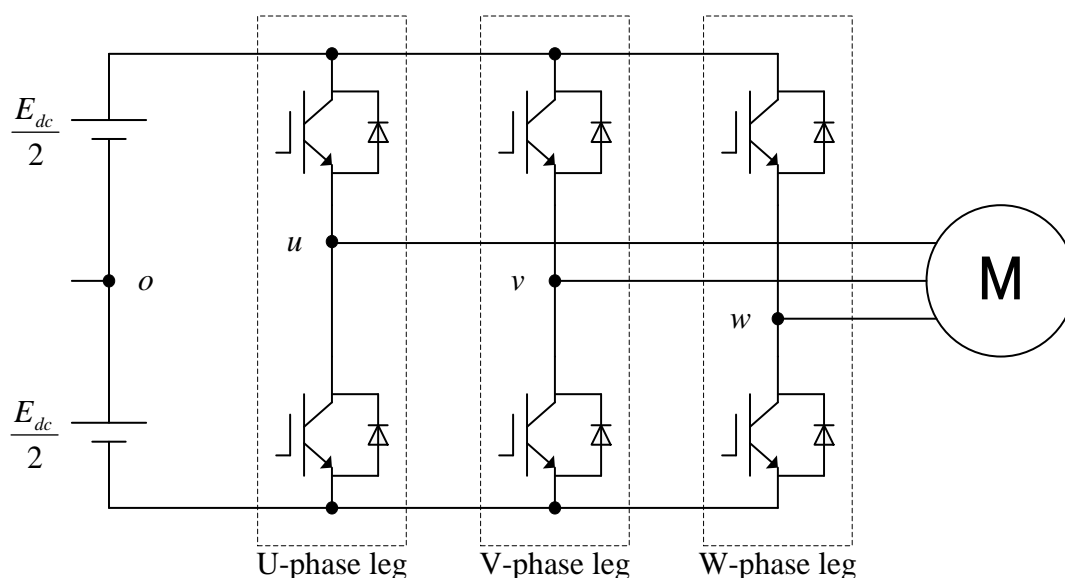
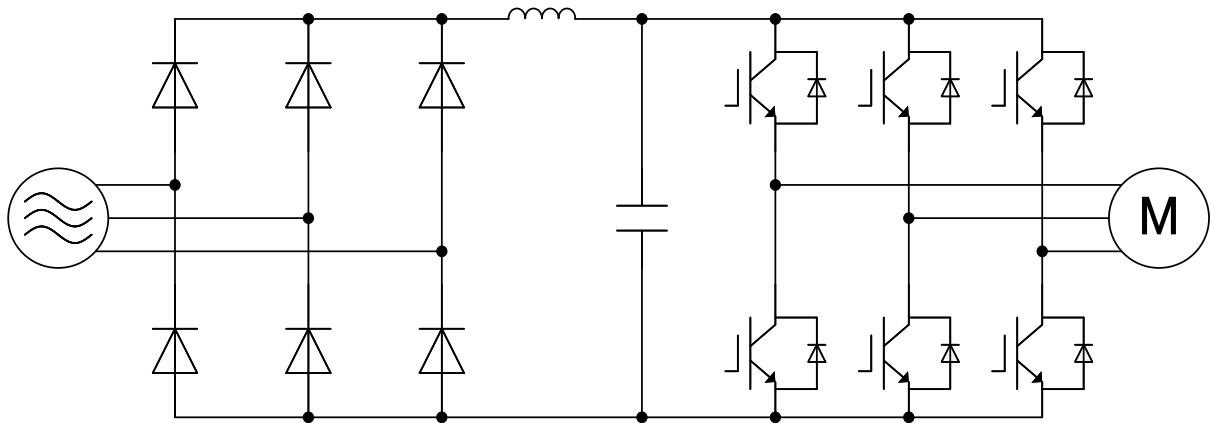
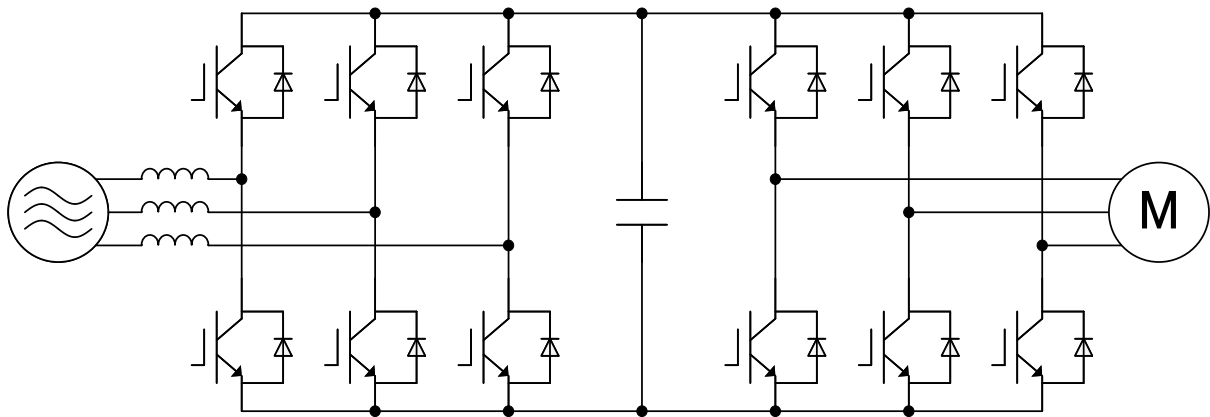


図 1.9 電圧形インバータを用いた構成



(a) ダイオードブリッジ整流器と電圧形インバータにより構成されるシステム



(b) PWM 整流器と電圧形インバータにより構成されるシステム

図 1.10 整流器とインバータから構成されるシステム

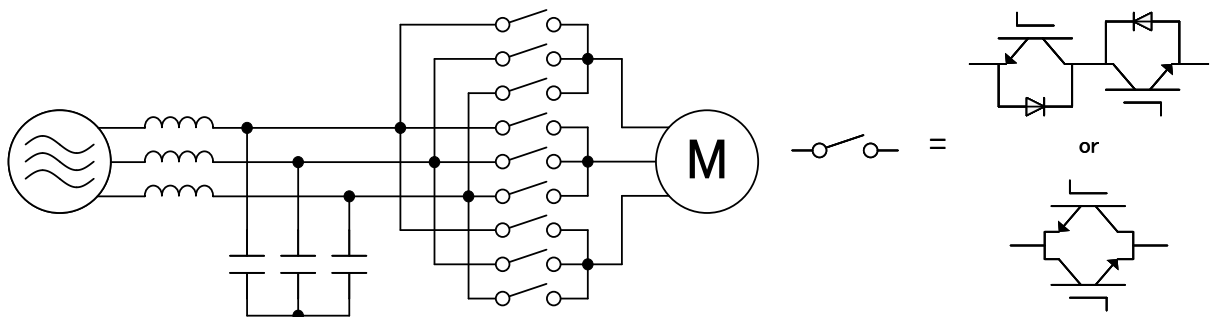


図 1.11 マトリックスコンバータを用いた構成

### (c) 制御方式

交流電動機に対する制御はアプリケーションにより異なるが、大きく位置制御、速度制御、トルク制御に分けることができる。これらの制御を実現するために利用される代表的な手法として、ベクトル制御が挙げられる。ベクトル制御は電動機に印加する電圧や流れる電流をベクトルで表現し、このベクトルに対して操作を行う。ベクトル制御に基づいて、トルクを出力するために流す電流の大きさを最小限にすることで電動機の銅損を最小する、最大トルク/電流制御、トルクを発生させるための鎖交磁束を最小にすることで電動機の鉄損を低減させる、最大トルク/磁束制御を行うことで、システムの省エネルギー化につながる。

一方、ベクトル制御よりも簡単な制御として代表的なものに、V/f 制御が挙げられる。V/f 制御は誘導電動機の世界に広く用いられているほか、永久磁石同期電動機にも適用できる制御である。ベクトル制御では制御対象となる電動機を数式モデルにより表現する必要があるが、V/f 制御では電動機の銘板に記載される情報だけで構成することができるという利点がある。さらに、電力変換器の出力電圧を基準に制御するため、原理的に位置センサが不要という特長がある。

### 1.1.3 電動機駆動システムの省エネルギー化設計

省エネルギーな電動機駆動システムを設計するために必要とされる項目について述べる。システムは既に述べた通り、電動機、電力変換器、制御器により構成されるが、さらに各々の構成を検討する必要がある。また、実際にシステムを構築するためには使用する部品や材料を選定することになる。なお、本設計では省エネルギー化を目的としていることから、検討しているシステムの省エネルギー効果を評価することが重要となる。

図 1.12 に電動機駆動システムの省エネルギー化設計における特性要因図を示す。省エネルギー化設計に必要とされることについて、以下に示す。

#### (a) 電動機の構成

電動機は固定子、回転子、軸受から構成される。固定子は鉄心と巻線から構成される。鉄心は電磁鋼板を加工し、形成する。電磁鋼板とは鉄にケイ素 (Si) を数%添加したもの

を、0.1 ~ 0.5 mm 程度の厚さの板状にした材料である。この電磁鋼板を何枚も重ねることで鉄心とする。鉄心の寸法や形状によって電動機の特徴が大きく左右される。巻線構造は分布巻と集中巻に分けられる。分布巻は磁束分布を正弦波状とすることができるため、鉄心中で発生する損失（鉄損）を抑えることができる。ただし、構造が複雑になるうえ、巻線が長くなることから、巻線に電流が流れることで生じる損失（銅損）が大きくなる。一方の集中巻は分布巻よりも巻線を短くできるため銅損は小さくなるが、磁束分布がひずむため、鉄損が大きくなる<sup>(17)</sup>。よって、低損失とするためには鉄損と銅損の配分を考慮して、巻線構造を決定する必要がある。なお、銅損を減らすために巻線断面積を大きくし、抵抗を小さくする手段が用いられることがある。巻線断面積を大きくするには、限られた固定子スロットに対して高密度に巻線を収める技術が必要になるため、巻線に平角線を使うことや巻線の絶縁皮膜を薄くするといった方法が用いられる<sup>(18)~(20)</sup>。

回転子は鉄心と磁石または導体により構成される。鉄心は固定子と同様にして構成される。永久磁石同期機では回転子に磁石を取り付ける。磁石の取り付け位置や形状によりトルクや誘起電圧の大きさが左右される。誘導機では回転子に導体に取り付けられており、渦電流が流れることでトルクが発生する。この導体の形状や大きさによってトルク特性が決定することになる。

軸受は回転子を支持するために使われる。一般的な玉軸受は回転時に玉が接触しながら転がり、摩擦による軸受損が発生する。軸受損は高速回転になるほど大きくなるため、高速領域では特に問題となる。そこで、磁気浮上技術を用いることにより非接触で回転子を支持する手法がある。この手法は磁気浮上制御を必要とするが、非接触であるため回転による摩擦が発生しないため、高速回転用途の電動機では有効である<sup>(21)(22)</sup>。

## (b) 電力変換器の構成

電力変換器は回路方式と変調方式の構成を考慮することで低消費電力量化が可能である。回路方式に関してはマルチレベル化が有効である。マルチレベル電力変換器は出力電圧のレベル数が3以上となる電力変換器を指す。出力電圧のレベル数が多いほど、スイッチング素子にかかる電圧を低減させることができるため、スイッチング損失と呼ばれる損失を低減できる。また、スイッチング周波数を高くすることなく出力電圧の高調波成分を

減らすことができるため、半導体に電流が流れることで発生する損失（導通損）、銅損および鉄損において高調波成分に起因する分を低減できる。

変調方式に関してはさまざまな手法が存在するが、非線形変調を利用することで線形変調よりも出力電圧を高くすることができる。ここで、線形変調とはインバータ出力電圧が疑似正弦波となる変調方式、非線形変調とは電力変換器の出力電圧が疑似台形波や方形波となる変調方式のことである。非線形変調により出力電圧を大きくできるということは、電源電圧を下げられるということである。また非線形変調の状態は線形変調における動作時よりもスイッチング回数が少なくなる。これらの特徴から非線形変調の利用によりスイッチング損失を低減することができる。

実装について着目すると、半導体素子の数を増やし、並列接続することで、等価的に素子のオン電圧を低減することができる。これにより、導通損を低減することができる<sup>(23)</sup>。

### (c) 制御

電動機の制御を工夫することで、消費電力量を低減することができる<sup>(13)</sup>。低速領域では電動機の損失のうち銅損が支配的である。このような領域では最大トルク/電流制御が有効である。この制御法はトルクを出力するために流す電流の大きさを最小限にすることができるため、理論上銅損を最小とすることができる。一方で、高速領域では電動機に印加される電圧が大きくなり、周波数も高くなるため、鉄損が支配的になる。このような領域では最大トルク/磁束制御が適している。この制御法はトルクを発生させるための鎖交磁束を最小にするため、鉄損を低減させることができる。なお、銅損と鉄損の両方を考慮して電動機損失を最小にする最大効率制御という制御法がある。先述した二つの制御法よりも損失を低減できるという利点はあるが、事前に鉄損のモデル化をする必要があるため、実装が難しいという欠点がある。

### (d) 材料

同じ構造の電動機や電力変換器であっても、材料を変えることで消費電力量を低減することができる。まず、電動機の鉄心の材料である電磁鋼板は、薄くすることで鉄心中を流れる渦電流を減らすことができ、渦電流損（鉄損の一種）を低減できる。また、電磁鋼板

に添加する Si の割合を増加することで、鉄損を低減できる<sup>(24)(25)</sup>。なお、電磁鋼板は打ち抜きまたはワイヤカットにより鉄心の形状に加工、積層され、ケースに収めるため、焼き嵌めという処理が行われる。これらの一連の過程で材料の特性が劣化することが知られているが<sup>(26)(27)</sup>、加工技術の向上により劣化を抑えるということも可能になってきている<sup>(28)</sup>。

また、高性能な半導体素子を使うことで電力変換器の損失を低減できる。導通損を減らすためにはオン電圧の小さな素子を選べば良い。また、スイッチング損を減らすには高速でスイッチングできる素子を選ぶと良い。特に SiC や GaN を用いた素子はオン電圧が低く、高速スイッチングが可能となるため、現在主流の Si を用いた素子に代わる存在として期待されている<sup>(29)~(31)</sup>。なお、高速スイッチングが可能となれば、電力変換器のスイッチング周波数を高くすることができる。スイッチング周波数を高くすることはスイッチング損失の増加につながるが、電力変換器の出力電圧の高調波成分を減らすことができるため、導通損、銅損および鉄損を低減できる<sup>(32)</sup>。

#### (e) 省エネルギー効果の評価

システムを設計するにあたり、目的とする省エネルギー化を実現するためには、構築したシステムの省エネルギー性能を評価する必要がある。最も簡単な手法は電動機や変換器の効率を用いた評価である。効率が低いほど、エネルギーの変換が無駄に行われているということになるため、数値を比較するだけで評価が行える。

また、省エネルギーであるということは電動機や変換器で発生する損失が小さいということである。電動機では巻線における銅損、鉄心における鉄損、回転により生じる機械損が発生する。変換器では半導体においてスイッチング損と導通損が発生する。これらの損失の大きさにより省エネルギー効果の評価することができる。効率による評価よりも具体的な分析が可能である。特に設計段階においてはさらなる省エネルギー化を実現するために着目すべき箇所を明確にできる。

以上のように、省エネルギー化設計には様々な手法が存在する。中でも省エネルギー効果の評価は実際にシステムを構築する前に、所望の省エネルギー効果が得られるか判断するために必要不可欠である。また、システムが省エネルギー効果を得るには、電動機また

第1章  
序論

は変換器のどちらか一方の損失を低減できれば良いというわけではなく、システム全体で見て損失を低減させる必要がある。ここで、電力変換器に着目すると、構成の仕方によって、変換器損失だけでなく、電動機損失も低減することができ、大きな省エネルギー効果が得られると考えられる。そこで、本論文では省エネルギー効果の評価方法と電力変換器の構成に着目する。

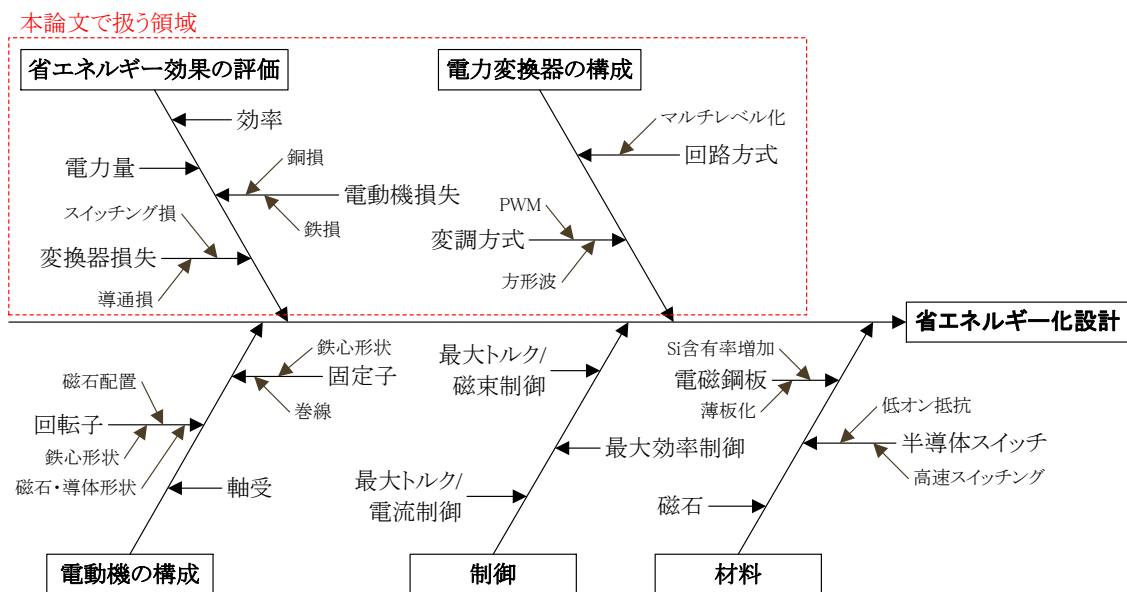


図 1.12 電動機駆動システムの省エネルギー化設計における特性要因図



### 1.1.4 省エネルギー化設計における簡易化の必要性

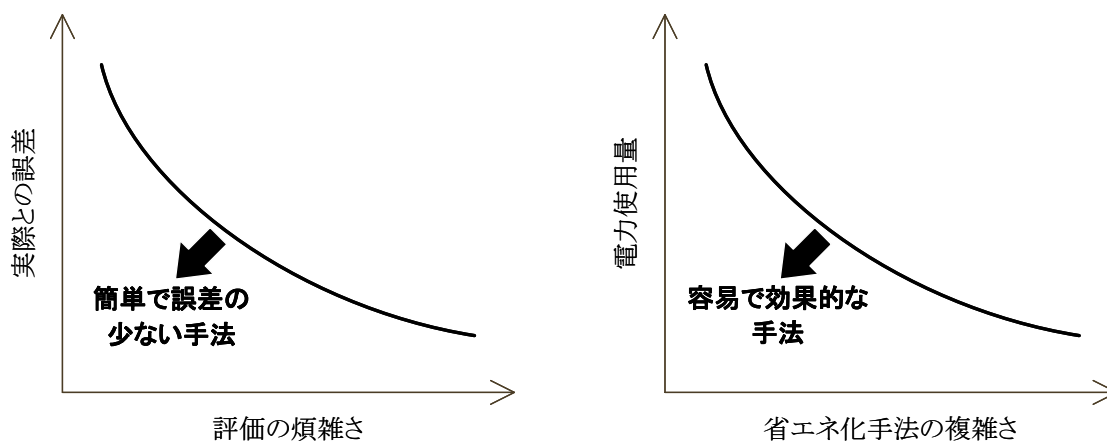
ここまで述べたように、省エネルギー化を目的とした電動機駆動システムの設計には、数々の検討項目が存在する。なお、1.1.2 節に示した通り、電動機、電力変換器、制御方式には様々な種類があることから、アプリケーションによっては、これらの組み合わせを検討したうえで、各々の構成を検討することになる。つまり、省エネルギーな電動機駆動システムを実現するには、数多くの検討事項や候補から適切な設計値を導く必要がある。検討事項が多ければ、その分だけ設計が複雑になり、長期に及ぶことが考えられる。検討事項を減らすことで設計期間の短縮は可能であるが、それでは最適なシステムの構築が難しくなる。したがって、検討事項を減らさず、簡易な設計手法によって、設計期間の短縮化を図りながらも最適なシステム構築の実現することが求められる。この点を踏まえて、省エネルギー化設計に対する要求を考える。

図 1.13 に電動機駆動システムの省エネルギー化設計に対する要求を示す。設計において特に重要となるのは省エネルギー性能の評価方法である。検討の上、導き出された設計値に対して、正しい評価ができなければ、実際に構築したシステムが仕様と異なる性能となる可能性があるからである。したがって、評価には妥当性や正確性が要求される。ただし、正確な評価さえできれば良い訳ではなく、簡単に評価できるということも要求される。正確さを期して煩雑な評価方法を用いてしまうと、結果的に設計の長期化を招き、最適な設計が行えなくなる恐れがある。一般に、評価の正確性と煩雑さには相関がある。例えば、電動機や変換器の代表的な効率だけを用いると簡単に評価することができる一方、実際のシステムの動作条件と大きく異なるという場合は、的外れな評価結果になる。逆に、システムの損失解析を細かく行うことで正確な評価ができるようになるが、解析に大幅な時間がかかるということが起こる。そのため、最適システム設計を行うにあたっては、簡単で正確な評価手法の確立が要求される。

一方、省エネルギーを実現する手法に関しては、省エネルギー効果が大きいことが求められるが、評価方法と同じく簡単に実現できるということも求められる。ここで、電力変換器に着目した省エネルギー化手法は電力変換器だけでなく、電動機において生じる損失を小さくすることができるため、効果は大きいと考えられる。ただし、電力変換器の駆動法によっては、制御方式に影響を与える。制御対象である電力変換器や電動機が制御器の

# 第1章 序論

想定する動作をしなければ、正しい制御が行えない恐れがある。したがって、省エネルギー化を目的とした電力変換器の動作方式が一般的な手法とは異なる方式であれば、これに対応した制御方式が必要となる。この制御方式が複雑な手法であれば、結果として電力変換器に着目した省エネルギー化手法の実現が困難ということになる。そのため、電力変換器に着目した省エネルギー化手法を簡易な制御方式により実現することが求められる。



(a) 省エネルギー性能の評価

(b) 省エネルギー化手法

図 1.13 電動機駆動システムの省エネルギー化設計に対する要求

## 1.2 研究目的

本研究では、電動機駆動システムの省エネルギー化を実現する簡易設計法の確立を目的とする。1.1節にて述べた通り、システムの省エネルギー効果を評価すること、電力変換器の構成に着目した省エネルギー化手法の単純化が求められる。

省エネルギー性能の評価において、定格出力や最大出力といった代表的な動作点における効率を用いる場合、これらより離れた動作点において主に駆動するシステムでは、評価結果と実際のシステムの性能との間に乖離が生じる。また、損失を用いた評価にしても、同様に代表的な動作条件におけるものを利用すると、アプリケーションによっては正確な評価が行えない。したがって、実際の動作を十分に考慮した評価手法が必要となる。また、効率や損失を用いた評価手法では、従来システムと比較した際に、省エネルギー効果を定量的に表すことが難しい。これらの観点から、「消費電力量による評価」が必要となる。消費電力量は実際にシステムが使うエネルギーの大きさを表すため、消費電力量を評価することで、直接的に省エネルギー効果を表すことができる。

なお、本論文ではここまで、社会的に広く使われている「省エネルギー化」という言葉を用いてきた。しかし、この言葉は「高効率化」または「低損失化」といった意味合いにも解釈することができる。評価指標に消費電力量を用いることになると、「低消費電力量化」とする方がより具体的に手法の目的を表すことができる。そこで、以後は「低消費電力量化」に表現を改めることとする。

電力変換器に着目した低消費電力量化手法に関しては、図 1.12 に示した通り、「回路方式に着目する手法」と「変調方式に着目する手法」に分けられる。電力変換器に着目することで、電力変換器、電動機の両方の損失を低減することができるが、実際にどの程度、消費電力量を低減できるかどうか評価する必要がある。また、これらの手法は簡単に実現できることが求められる。

ここで、それぞれの手法について検討するため、本論文では電力変換器の対象をインバータとする。インバータは電源の直流、交流を問わず電動機の駆動用途としては最も利用されている電力変換器である。そのため依然としてインバータを利用する電動機駆動システムには低消費電力量化が望まれている。したがって、インバータに着目した低消費電力量化手法が特に重要であると考えられる。

本節では以下、本論文にて検討する消費電力量の評価手法とインバータに着目した低消費電力量化手法について、目的を達成するために解決すべき従来法の問題点と解決に向けたアプローチ方法について述べる。

### 1.2.1 消費電力量の評価

消費電力量は負荷が要求する電力（負荷電力）と電動機、電力変換器で発生する損失の総和を時間積分したものである。負荷電力はアプリケーションによって決定するため、システムの構成によらず一定となる。したがって、システムの構成により差が表れるのは電動機、電力変換器における損失由来の消費電力量となる。これを求めるには、各損失を求め、積分する必要がある。電力変換器で発生する損失と電動機において発生する銅損は比較的簡単な計算により求めることが可能である。しかし、電動機において発生する鉄損は鉄心中の磁束変化により発生する損失であり、磁束変化は複雑に変化するため、他の損失と比べて計算が難しいという問題がある。従来、鉄損の計算にはパーミアンス法や有限要素法と呼ばれる手法が用いられてきた。しかし、有限要素法を用いる場合、鉄損の解析に時間を要し、パーミアンス法を用いる場合はモデルが複雑となる。代表的な動作点における効率や損失を求めるだけであれば、それほど大きな問題とはならないが、消費電力量による評価を行うとなると、これらの特徴は大きな問題となる。なお、パーミアンス法は鉄損計算自体、短時間で行えるという利点がある。したがって、パーミアンス法のモデル構築が簡単に実現できれば、非常に有効な手段であるといえる。

なお、消費電力量による評価に関しては、従来事例が少なく、評価手法が体系的にまとめられていない。そのため、手法の確立が必要とされる。ここで、消費電力量を評価するにあたって、アプリケーションを想定すると、電気自動車や電力補償装置としてのフライホイールなど、動作点が複雑に変化する場合、計算しなければいけない損失が多数となる。素直に動作点に応じた損失計算を行うと、評価が長時間に及ぶことにつながる。よって、評価手法には短時間で簡単に消費電力量を求められることが要求される。

そこで、本論文では消費電力量での評価の実現を目的として、簡易的な鉄損計算手法を提案する。なお、鉄損計算の対象は永久磁石同期電動機とする。永久磁石同期電動機は回転子の磁石の影響を受けて固定子鉄損が変化する。この点がモデル構築を複雑なものとし

ているため、回転子の影響を考慮したパーミアンス法モデルを提案する。また、システムの消費電力量の評価手法に関しては、簡単に使うことができるよう、手順を体系的にまとめる。

### 1.2.2 インバータの回路方式と変調方式に着目した低消費電力量化手法

回路方式に着目した手法としてはマルチレベル化が挙げられる。インバータをマルチレベル化することで、変換器だけでなく電動機の損失も減らすことができるため、大きな消費電力量の低減効果を期待することができる。しかし、マルチレベルインバータまたはマルチレベルインバータによって駆動された電動機の効率や損失の評価事例はあるものの、駆動システム全体としての評価例は少ない。また、マルチレベルインバータを適用することで、より消費電力量の低減効果が表れるアプリケーションや電動機の駆動領域に関する議論はなされていない。

変調方式に着目すると、インバータには従来あまり使われることのなかった非線形変調と呼ばれる方式が存在する。この非線形変調領域を利用することで、インバータ入力電圧を低減でき、インバータ損失を低減でき、低消費電力量化につながる。一方で、簡易な制御器を用いて、非線形変調領域を利用して電動機を駆動する場合、トルク脈動の増加という問題が発生する。

本論文では先に挙げた消費電力量の評価手法を用いて、マルチレベルインバータの適用による消費電力量の低減効果を評価する。また、実際のシステムを対象として、マルチレベルインバータの適用により、特に消費電力量を低減できる電動機の駆動条件を明らかにする。また、インバータの非線形変調の利用を実現するための簡易的な速度制御法を提案し、その有効性を評価する。さらに、提案制御法により駆動した際の消費電力量の低減効果を評価する。

## 1.3 論文概要

図 1.14 に本論文の概要を示す。本論文は 6 章で構成されており、各章の内容は以下のとおりである。

第 1 章では、エネルギー利用の無駄を省くために、電動機駆動システムの低消費電力量化が必要であることを述べた。また、パワーエレクトロニクス技術の発展により電力変換器と組み合わせて使うことで、より低消費電力量化を実現できることを述べた。続いて、本研究の目的である、低消費電力量化の実現に向けた電動機駆動システムの簡易設計の確立に必要な項目を述べた。

第 2 章では、低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計に必要なシステムの消費電力量の評価手法と低消費電力量化手法について述べる。システムの消費電力量を評価するには電動機鉄損を簡易的に求める手法が必要となるが、消費電力量自体の評価手法の確立も必要となる。また、電力変換器の代表例であるインバータに着目するとマルチレベル化および非線形変調の利用により低消費電力量化を実現できると考えられる。これらに着目し、簡易設計に必要な手法を提案し、従来手法と比較したうえで、本論文の位置付けを示す。

第 3 章から第 5 章では第 2 章で述べる電動機駆動システムの簡易設計に関して、具体的な内容を述べ、シミュレーションや実機実験により有用性を評価する。

第 3 章では、永久磁石同期電動機の固定子鉄心に生じる鉄損を簡易的に計算するパーミアンス法を提案する。提案法では、固定子と回転子の磁気等価回路を分離して考えるという特徴がある。特に固定子の磁気等価回路では回転子位置の変化の影響を起磁力関数により表現する。また、提案手法は従来のパーミアンス法と同様に、電気回路シミュレータを利用することが可能である。したがって、簡単に鉄損を計算することができる。提案法の妥当性を検証するため、固定子鉄心の各部寸法を変化させたときの電動機損失を計算し、有限要素法を用いた解析結果と比較する。

第 4 章では、マルチレベルインバータの代表格である 3 レベルインバータを用いた低消費電力量化について検討する。まず、3 レベルインバータを適用することによる消費電力量の低減効果を 2 レベルインバータ適用時の消費電力量と比較することで評価する。この評価には効率関数を用いる。また、3 レベルインバータの優位性が表れやすい電動機の動

作領域を明らかにする。

第5章では、インバータの非線形変調の利用を実現するための簡易速度制御について検討する。提案する制御法では線形変調領域でも同じ制御系を使うことができるため、制御系の切り替えが不要である。また、提案制御はFPGAを使う必要がなく、ワンチップマイコンで実装できるため、システムの低コスト化が実現できる。なお、制御周波数と出力電圧周波数が近づくことにより、方形波電圧駆動時に電圧誤差が発生する。これにより、トルク脈動が増加するという問題があるが、トルク脈動を低減するため、速度により変化する可変バンドパスフィルタを用いた制御法を提案する。提案制御法の有用性を検証するため、シミュレーション結果と実験結果を示す。また、非線形変調の利用による消費電力量低減効果を明らかにする。

第6章では、本研究の有用性と各章で提案した手法の総括と今後の課題を述べる。

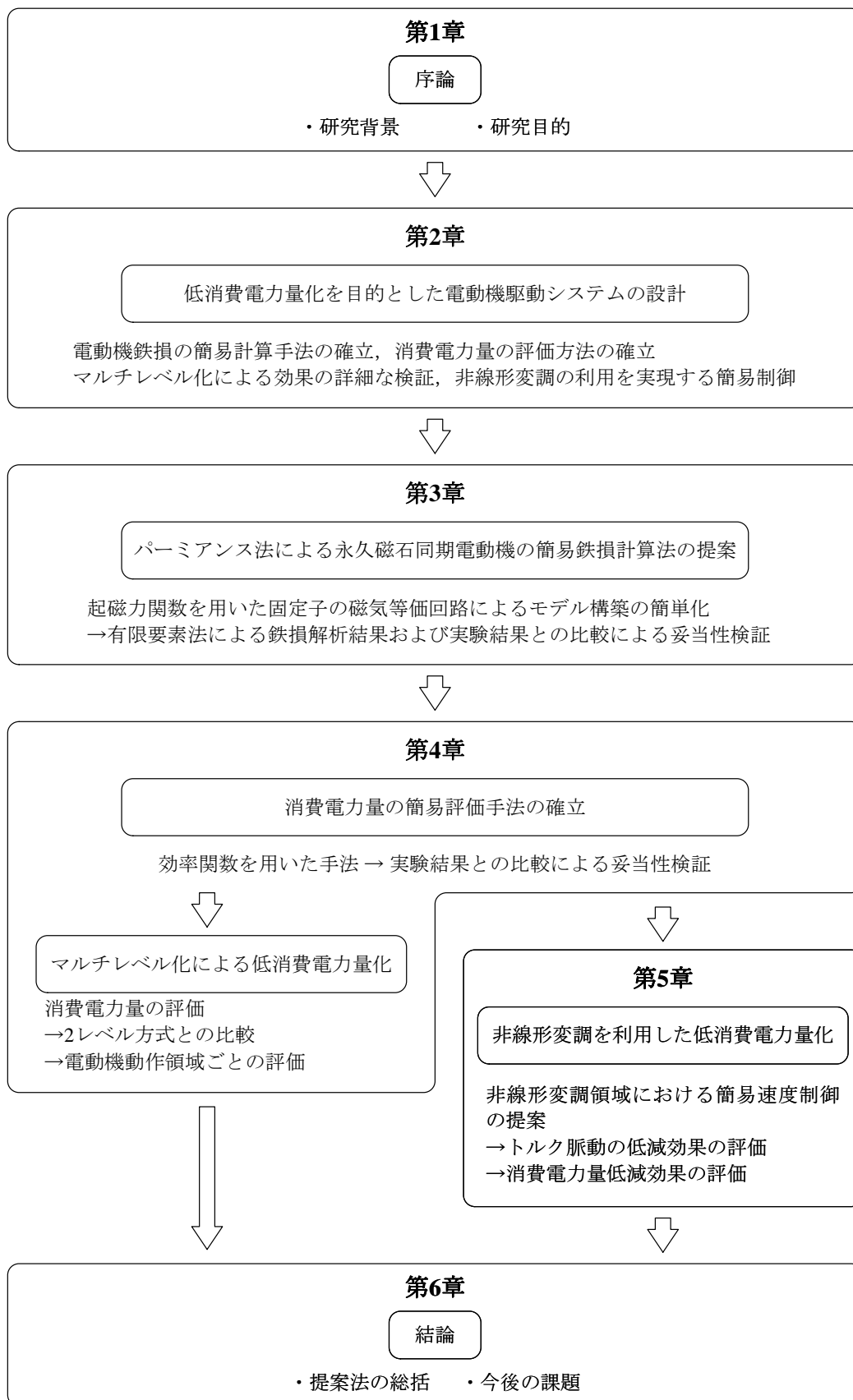


図 1.14 論文の概要



## 第2章

# 低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計

### 2.1 緒言

第1章では、温室効果ガスの排出量削減を実現するため、電動機駆動システムの低消費電力量化が必要であることを述べた。また、そのような駆動システムを実現するにあたり、システムの消費電力量の評価や低消費電力量化手法を簡易的に実現する手法が必要であることを述べた。

システムの消費電力量の評価にはシステム中で発生する損失を正しく把握する必要がある。損失は変換器において発生する損失と電動機において発生する損失がある。このうち、電動機鉄損は他の損失と異なり、簡単な計算による導出が困難である。そのため、鉄損は解析により導出されることが一般的だが、解析が長時間に及ぶことやモデル構築が複雑になるといった問題により、消費電力量の評価に用いることを難しくしている。そのため、短時間で簡単に鉄損を計算する手法が必要とされる。また、消費電力量による評価に関しても、行われている例が少なく、評価手法は体系的にまとめられていないため、消費電力量による評価を簡単に行う手法の確立も必要とされる。

低消費電力量化手法に関しては、電力変換器の回路方式と変調方式に着目することで大きな効果が得られると考えられる。電力変換器の中でも特に使用されることが多いインバータに着目すると、マルチレベル化、非線形変調領域の利用といった手法が挙げられる。

## 第2章

### 低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計

---

マルチレベル化により、インバータ、電動機の両方とも損失を減らすことができるため、非常に大きな消費電力量低減効果が得られると考えられる。しかし、その効果について検討された事例は少なく、特にどのような駆動条件においてマルチレベル化が効果的なのかという点に関しては、議論されていないことから、先に挙げた消費電力量の評価手法を確立し、評価する必要がある。非線形変調の利用に関しては、インバータのスイッチング損失の減少により、消費電力量の低減効果が得られると考えられる。ただし、非線形変調領域での駆動を安価な制御器で実現しようとする場合、トルク脈動が生じるといった問題がある。これについては簡易的な制御方式により抑制する必要がある。

以上の点から、低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計法の確立を目指すにあたり、「鉄損の簡易計算手法の確立」、「消費電力量による評価手法の確立」、「非線形変調領域の利用を実現するための簡易速度制御の確立」の3つを実現することが必要となる。本章では、まず駆動システムの消費電力量の評価に必要な損失の導出手法に関して示し、消費電力量の評価手法に関しても併せて述べる。特に鉄損の導出方法に関しては、従来手法を示し、問題点を明らかにする。次に、インバータのマルチレベル化と非線形変調領域を用いることによる低消費電力量化手法について述べる。最後に、諸問題を解決するために速度の関数を用いた簡易設計法を提案し、本論文の位置付けを示す。

## 2.2 消費電力量の評価手法

低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの設計において、特に重要となるのは消費電力量低減効果の評価手法である。導出した設計値に対して、正しい評価ができなければ、実際に構築されたシステムの性能が想定とは異なるといった問題が発生する。したがって、評価手法には正確性が求められる。

消費電力量は負荷電力と電動機および電力変換器にて発生する損失を時間積分したものである。そのため、消費電力量により評価を行うには、損失を正しく求める必要がある。本節では、まずシステム中で発生する損失について示し、それらの損失の求め方を述べる。つづいて、他の損失と異なり、簡単な計算式による導出が困難な鉄損に着目し、従来の導出方法について述べる。最後に従来用いられている鉄損の計算手法に関して、消費電力量による評価を行うにあたっての問題点を示す。

### 2.2.1 駆動システムで発生する損失

図 2.1 に電動機駆動システムで発生する損失の分類を示す。損失は電動機及び電力変換器において発生する。電力変換器における損失は半導体における導通損、スイッチング損、電動機における損失は巻線における銅損、鉄心における鉄損、回転子の駆動により発生する機械損である。以下、各損失について説明する。

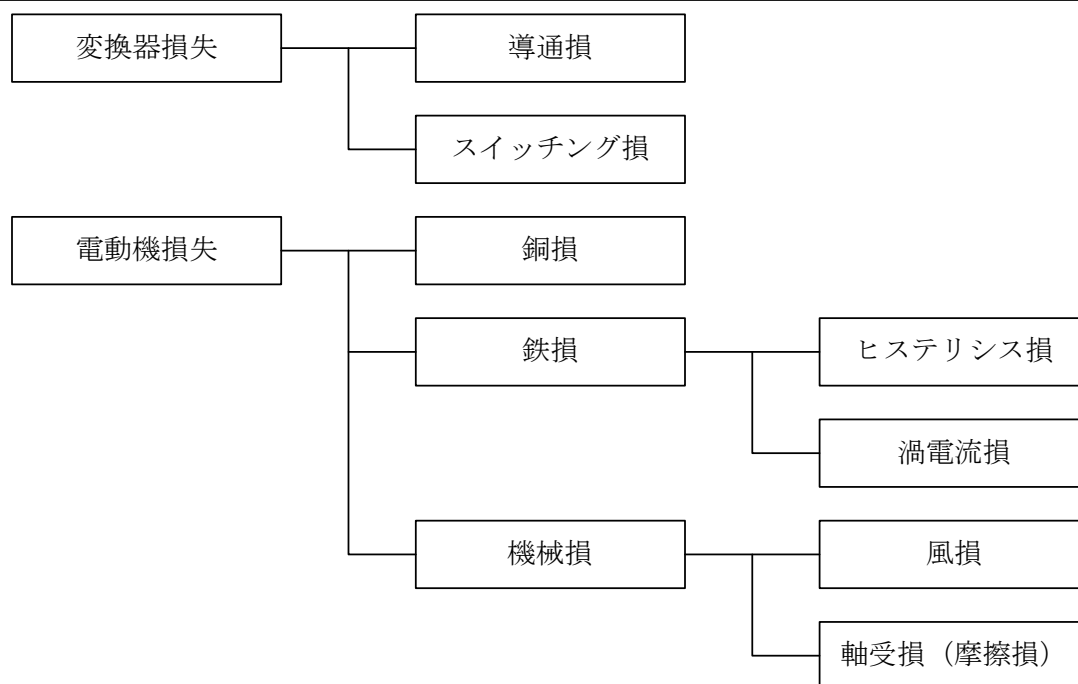


図 2.1 電動機駆動システムにおいて発生する損失

### (a) 導通損

導通損はインバータを構成する半導体素子がオン状態にあるとき、電流が流れることによって発生する損失である。理想的にはスイッチがオンでは電圧降下は生じないため、導通損は発生しない。しかし、実際のスイッチは半導体素子により構成されるため、若干の電圧降下が生じ、導通損が発生する。この電圧降下分をオン電圧と呼ぶ。なお、オン電圧は素子を流れる電流の大きさで変化するため、素子によってはオン抵抗とも呼ばれる（IGBT ではオン電圧, MOSFET ではオン抵抗, ダイオードでは順方向電圧と呼ぶ）。また、ジュール損の一種であるため、電流が大きいほど、導通損は大きくなる。

### (b) スイッチング損

スイッチング損は半導体素子がオンまたはオフするときに発生する損失である。理想的なスイッチではスイッチング時に電圧や電流が瞬時にゼロになるため、損失は発生しない。しかし、半導体素子では電圧や電流がゼロになるまでに若干の時間を要する。この切り替わりの時間が原因で損失が発生する。スイッチング損はスイッチング回数が多いほど大きくなる。したがって、スイッチング周波数に比例して増加する。また、スイッチング損は

素子に印加される電圧と流れる電流にも比例する。なお、ダイオードに逆バイアス電圧が印加される際に発生するリカバリ損失もスイッチング損の一種といえる。

### (c) 銅損

銅損は電動機の巻線に電流が流れることで発生するジュール損である。一般的に配線の抵抗は小さいため無視することが多いが、電動機の巻線は長さが数メートルから数十メートルとなるため、抵抗が無視できないほど大きくなる。銅損は巻線抵抗に比例し、流れる電流の二乗に比例して増加する。

### (d) 鉄損

鉄損は固定子鉄心や回転子鉄心、永久磁石で発生する損失であるが、厳密には、鉄心中の磁化エネルギーの変化により発生するヒステリシス損、鉄心中や永久磁石中を流れる渦電流により生じる渦電流損（ジュール損）の総称である。ヒステリシス損は鉄心中の磁束密度の周波数に比例して増加する。一方、渦電流損は磁束密度の周波数の二乗に比例して増加する。また、両方の損失ともに磁束密度の振幅が大きくなるほど増加し、材料となる電磁鋼板の特性によって大きく変化する。

### (e) 機械損

機械損は電動機の回転子が回転することにより発生する損失で、軸受における摩擦により発生する軸受損と空気抵抗により発生する風損に分けられる。軸受損は軸受の種類により変化し、風損は回転子の大きさにより変化するが、両方の損失ともに回転数が大きくなるほど増加する。

## 2.2.2 損失計算法

各損失は計算により求めることができる。以下に計算方法を示す。

### (a) 変換器損失

変換器損失は様々な変換器で定式化されている。回路を構成するスイッチに IGBT を用

## 第2章

### 低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計

いた場合、変換器で発生する損失  $P_{conv}$  の内訳は、IGBT の導通損  $P_{con\_IGBT}$  とスイッチング損  $P_{sw}$ 、還流ダイオードの導通損  $P_{con\_FWD}$  とリカバリ損失  $P_{rec}$  からなり、(2.1)式となる。

$$P_{conv} = P_{con\_IGBT} + P_{sw} + P_{con\_FWD} + P_{rec} \dots\dots\dots(2.1)$$

導通損は素子に流れる電流  $i_{sw}$  とオン電圧  $v_{on}$  の積を導通角  $\alpha$  から  $\beta$  の範囲で定積分することで計算でき、(2.2)式となる。

$$P_{con} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} v_{on} i_{sw} d\theta \dots\dots\dots(2.2)$$

IGBT やダイオードのオン電圧特性は流れる電流の 1 次関数で表すことができる。そのため、スイッチングにより生じるリップル電流の影響を無視すると、導通損は負荷電流の 2 乗に比例する。

スイッチング損は IGBT のオフにおいて印加される電圧と導通時に流れる電流に比例することから、スイッチ一回当たりのターンオン損失  $E_{on}$  及びターンオフ損失  $E_{off}$  はそれぞれ(2.3)と(2.4)式となる。

$$E_{on} = e_{on} V_{sw} i_{sw} \dots\dots\dots(2.3)$$

$$E_{off} = e_{off} V_{sw} i_{sw} \dots\dots\dots(2.4)$$

ここで、 $V_{sw}$  は IGBT のオフ時に印加される電圧、 $i_{sw}$  は IGBT の導通時に流れる電流、 $e_{on}$  及び  $e_{off}$  はそれぞれ  $V_{sw} = 1 \text{ V}$ 、 $i_{sw} = 1 \text{ A}$  におけるターンオン損失エネルギー及びターンオフ損失エネルギーである。(2.3)式および(2.4)式より、スイッチング損は(2.5)式にて計算できる。

$$P_{sw} = V_{sw} (e_{on} + e_{off}) f_c \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_{out} d\theta \dots\dots\dots(2.5)$$

$f_c$  はスイッチング周波数である。

ダイオードのリカバリ損失も同様に、スイッチング一回あたりのリカバリ損失  $E_{rr}$  を(2.6)式と仮定すれば、(2.7)式となる。

$$E_{rr} = e_{rr} V_{sw} i_{sw} \dots\dots\dots(2.6)$$

$$P_{rec} = V_{sw} e_{rr} f_c \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_{out} d\theta \dots\dots\dots(2.7)$$

$e_{rr}$  はリカバリ損失エネルギーである。IGBT のスイッチング損およびダイオードのリカバ

り損失は素子の特性が同じであれば、素子のオフ時に印加される電圧の大きさに比例する。

### (b) 電動機損失

電動機損失は電氣的損失である銅損と鉄損、機械的損失である軸受損と風損に分けられる。ここで機械的損失に関して、本来は設計段階で議論すべき対象であるが、これらの損失を左右するパラメータは負荷やアプリケーションにより制約されやすく、変化の自由度が低いと考えられる。そのため、本論文における簡易設計では機械的損失については考慮しないこととする。以下、銅損と鉄損について述べる。

銅損  $P_{cu}$  はジュール損であるため、(2.8)式で表される。

$$P_{cu} = RI^2 \dots\dots\dots(2.8)$$

$R$  は巻線抵抗、 $I$  は電流実効値である。銅損のうち高調波成分は表皮効果や近接効果の影響を受けるため、厳密に数式で求めることが困難だが、基本波成分が支配的であると考えれば、高調波成分の影響は限定的である。

鉄損  $P_{fe}$  は固定子鉄心と回転子鉄心を流れる磁束により発生し、磁束密度の大きさと周波数により決定するため、(2.9)式にて求められる。

$$P_{fe} = K_h(B)f + K_e(B)f^2 \dots\dots\dots(2.9)$$

$K_h$  はヒステリシス損係数、 $K_e$  は渦電流損係数であり、それぞれ磁束密度  $B$  の関数として表され、材料によって変わる。また、ヒステリシス損は周波数に比例し、渦電流損は周波数の二乗に比例する。ただし、磁束は電動機中で複雑に変化するため、結果として鉄損は簡単な計算により求めることはできない。そのため、電動機鉄損は有限要素法やパーミアンス法を用いて計算する必要がある。

### 2.2.3 有限要素法とパーミアンス法による鉄損計算

電動機鉄損は(2.9)式に示した通り、磁束密度により決定する。そのため、鉄損の導出には、電動機中の磁束密度を求める手法として有限要素法やパーミアンス法が利用される。

有限要素法は2次元や3次元のモデルを数千から数百万個の要素に分割し、それぞれの要素において物理現象を解く手法である。電動機の磁束密度を求める解析は電磁界解析と呼ばれ、要素ごとにマクスウェル方程式を用いて電磁界現象を解く。有限要素法では、電動機の形状をそのまま解析モデルとするため、CADを利用して作成することができる。そ

## 第2章

### 低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計

---

のため、モデル作成時間は短く済む。また、後述するパーミアンス法で用いるモデルよりも、より実際の電動機に近いモデルであるため、有限要素法により得られる解析結果の精度は比較的高いことから、損失評価だけでなく設計全般において幅広く使われている<sup>(33)-(43)</sup>。ただし、モデルにおける計算領域を指定するメッシュを細かくすると計算精度はより高くなるものの、その分、計算時間が長期化する。

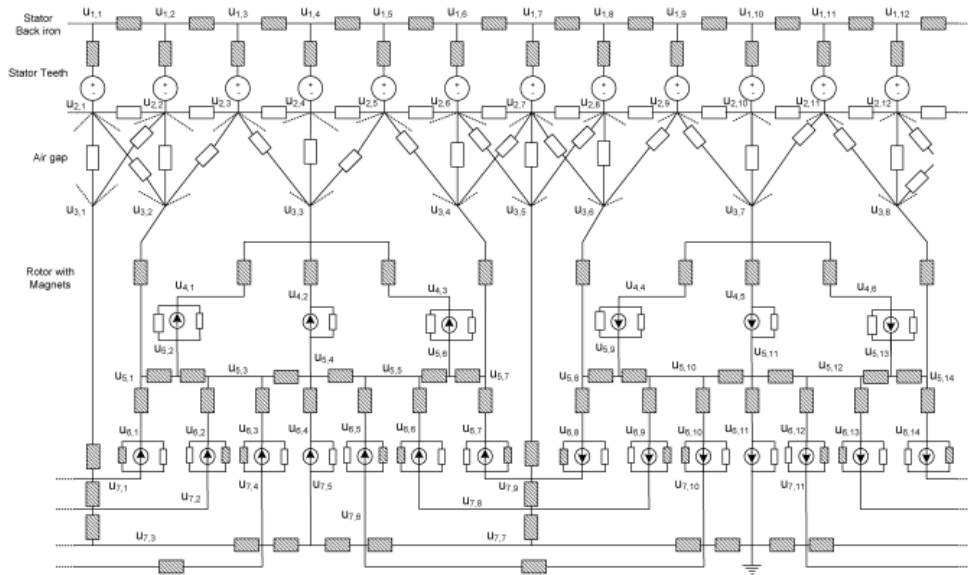
パーミアンス法は電動機を一次元の磁気回路として扱う。電動機を流れる磁束のうち、支配的なものに着目し、電気回路と同じ要領でモデリングをする。ギャップや永久磁石、鉄心は磁気抵抗となり、固定子巻線電流や永久磁石により磁束が発生することから、これらは起磁力源となる。電気回路と大きく異なる点は、磁気飽和により磁気抵抗の大きさが変化すること、回転子が動くことでモデル自体が動的に変化することである。磁気回路は電気回路と双対性があることから、電気回路シミュレータを利用することで手軽に解析が可能である。また、一次元のモデルであるため、有限要素法を用いる場合よりも解析精度は劣るものの、短期間で結果を求めることができる。そのため、従来から電動機のトルクや誘起電圧、インダクタンスを設計するために、電動機の種類を問わず、広く用いられており<sup>(44)(45)</sup>、鉄損を計算するためのパーミアンス法モデルも提案されている<sup>(46)-(49)</sup>。鉄損を計算するためのパーミアンス法モデルの特徴は回転子位置により非線形的に変化するギャップの磁束分布を考慮する点である。

図 2.2 にギャップの結線を変化させることで磁束分布を再現するパーミアンス法モデルを示す<sup>(29)</sup>。このモデルでは磁気抵抗や起磁力源は回転子や固定子の形状からそのまま計算することができるため、回転子および固定子のモデル化は容易に行うことができる。一方で、ギャップにおける結線を直接変化させるにあたって、磁気抵抗や磁束の流れ方を綿密に考慮する必要がある。また、回転子位置により結線を変えるため、汎用の電気回路用シミュレータにて解析させようとする、スイッチング機能が必要になり、モデルの複雑化を招く。

図 2.3 にギャップの磁気抵抗を回転子位置によって変化させることで磁束分布を再現するパーミアンス法モデルを示す<sup>(49)</sup>。見た目は図 2.2 よりも簡単なモデルとすることができる。しかし、ギャップの磁気抵抗を回転子位置で変化させるため、抵抗値を動的に変化させる必要がある。こちらも同様に電気回路用シミュレータにて解析させようとする、磁

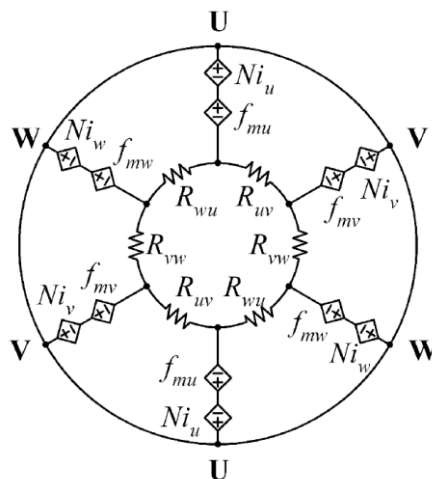


気抵抗のモデル化が難しい。文献(49)ではあらかじめ有限要素法を使って解析したのちに磁気抵抗を求めているため、手間がかかる。



出典: A. R. Tariq, et. al: “Iron and Magnet Losses and Torque Calculation of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Using Magnetic Equivalent Circuit”, IEEE Trans. Magn., Vol.46, No.12, pp.4073-4080 (2010)

図 2.2 ギャップ部の線を変化させるパーミアンス法モデル



出典: K. Nakamura, et. al: “Dynamic Analysis of Interior Permanent Magnet Motor Based on a Magnetic Circuit Model”, IEEE Trans. Magn., Vol. 39, No. 5, pp.3250-3252 (2003)

図 2.3 回転子位置により磁気抵抗を変化させるパーミアンス法モデル

#### 2.2.4 消費電力量による評価における問題点

消費電力量の評価には各損失の導出が不可欠であるが、変換器の損失や電動機の銅損とは異なり、電動機鉄損は簡単な計算により求めることが困難である。そのため、鉄損を求めることを目的として、様々な手法が提案されている。ここで、消費電力量による評価を前提として、鉄損計算手法について考えてみると、鉄損は電動機の動作点に応じて求める必要がある。また、簡易設計では評価時間の短期化が求められる。したがって、解析に時間のかかる有限要素法を用いるのは現実的ではなく、パーミアンス法により鉄損を求める方法が適していると考えられる。しかし、提案されているパーミアンス法による鉄損計算方法では、ギャップ中の磁束を考慮する方法が複雑であるため、モデル構築を難しくしているという問題がある。よって、パーミアンス法モデルの構築を簡単に行うことができる手法の確立が必要となる。

また、消費電力量による評価を行うにあたり、その手順を体系的にまとめた事例は見られない。なお、消費電力量は負荷電力と損失の総和を時間積分したものであることから、動作点に応じて損失も求める必要があることは既に述べたが、アプリケーションによっては動作点が複雑に変化することが想定される。このような場合、動作点ごとに損失を導出すると評価の長期化を招く。したがって、動作点の複雑な変化に対応した消費電力量の評価手法が必要となる。

## 2.3 インバータの回路方式に着目した低消費電力量化

インバータの回路方式に着目した低消費電力量化手法として、マルチレベルインバータの適用が挙げられる。マルチレベルインバータを電動機駆動システムに適用することで、2レベルインバータ適用時よりも変換器損失、電動機損失をともに低減することが可能となる。

本節では、インバータの基本である2レベルインバータの動作方法について示した後、マルチレベルインバータの代表格である3レベルインバータについて述べる。さらに、従来の3レベルインバータの適用による低消費電力量効果の評価を示し、その問題点を述べる。

### 2.3.1 インバータの基本動作

インバータは、入力が電流源の電流形インバータ、入力が電圧源の電圧形インバータの2種類に分けられるが、普通、電源は電圧源であるため、電圧形インバータが大半である。電圧形インバータは直流電圧を交流電圧に変換する電力変換器であり、半導体素子のオン、オフ動作により電力変換を実現する。

図 2.4 に電圧形インバータの最も基本的な動作方式である方形波電圧駆動を示す。以下、図 1.9 に示した電圧形インバータの回路図をもとに説明する。直流中性点  $o$  を基準に各相電圧  $v_{uo}, v_{vo}, v_{wo}$  が方形波になるように、180度ごとにスイッチングする。また、入力直流電圧を  $E_{dc}$  とすると、相電圧では  $E_{dc}/2, -E_{dc}/2$  の2つの電圧レベルが出力されるため、図 1.9 のインバータは2レベルインバータとも呼ばれる。線間電圧では  $E_{dc}, 0, -E_{dc}$  の3つの電圧レベルが出力される。さらに、スイッチングの速さを変化させることで周波数を変化させることができるため、電動機の可変速駆動を実現できる。ここが、電動機駆動にインバータを用いる最大の理由となる。ただし、方形波駆動では出力電圧の振幅が一定となる。低速度領域では負荷のインピーダンスが低いため、方形波電圧駆動では過大な電流が流れ、故障の原因となる。したがって、電圧振幅も調整できる駆動法として、パルス幅変調 (PWM) による駆動方式が利用される。

図 2.5 に PWM による駆動方式において最も一般的な三角搬送波比較変調方式を示す。搬送波 (キャリア) と呼ばれる三角波と変調波を比較し、その大小関係からスイッチング

## 第2章

### 低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計

---

パターンを生成する手法である。図 2.5 では変調波を三相の正弦波（三相変調方式）としている。PWM では変調波に相電圧指令をキャリア振幅で基準化したものを用いることで、出力したい電圧波形を疑似的に生成することができる。ここで、キャリア振幅と変調波振幅の比を変調率と呼ぶ。変調率を  $a$  とすると、三相変調方式の場合、出力電圧の基本波振幅（線間電圧振幅） $V_{out}$  は(2.10)式にて表される。

$$V_{out} = \frac{\sqrt{3}}{2} a E_{dc} \dots\dots\dots (2.10)$$

(2.10)式より、出力される電圧の大きさは変調率に比例する。また、方形波電圧駆動と同様に変調波の周波数を変化させることで、出力電圧の周波数を変化させることができるため、インバータは PWM により任意の振幅、周波数の電圧を出力できるようになる。

なお、変調波は正弦波だけでなく、目的に応じて様々な波形のものが使用されるが、これについては後述する。さらに、図 2.5 では視覚的にわかりやすくするため、キャリア周波数を変調波周波数の数倍程度にしているが、実際には出力電圧周波数の数十倍に設定することが多い。これにはキャリア周波数を高くするほど、出力電圧に含まれる高調波成分を小さくできることや、制御の高応答化が理由として挙げられる。

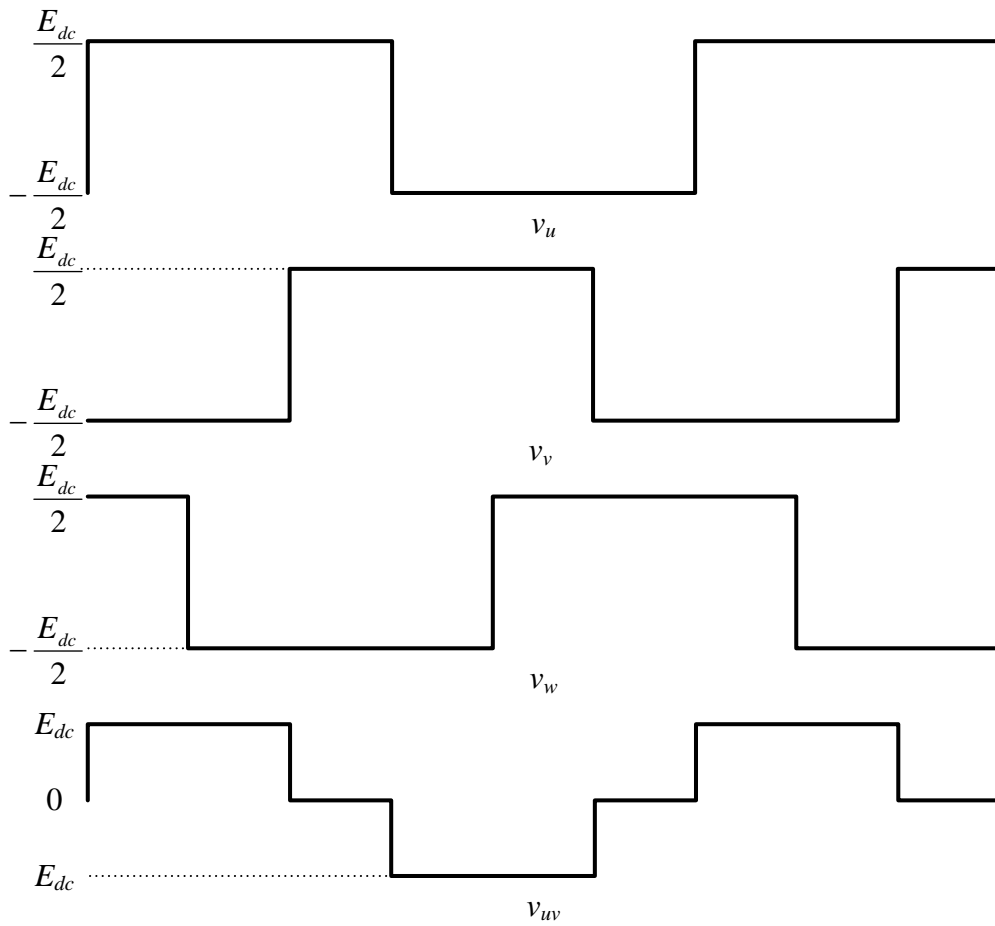


図 2.4 方形波電圧駆動

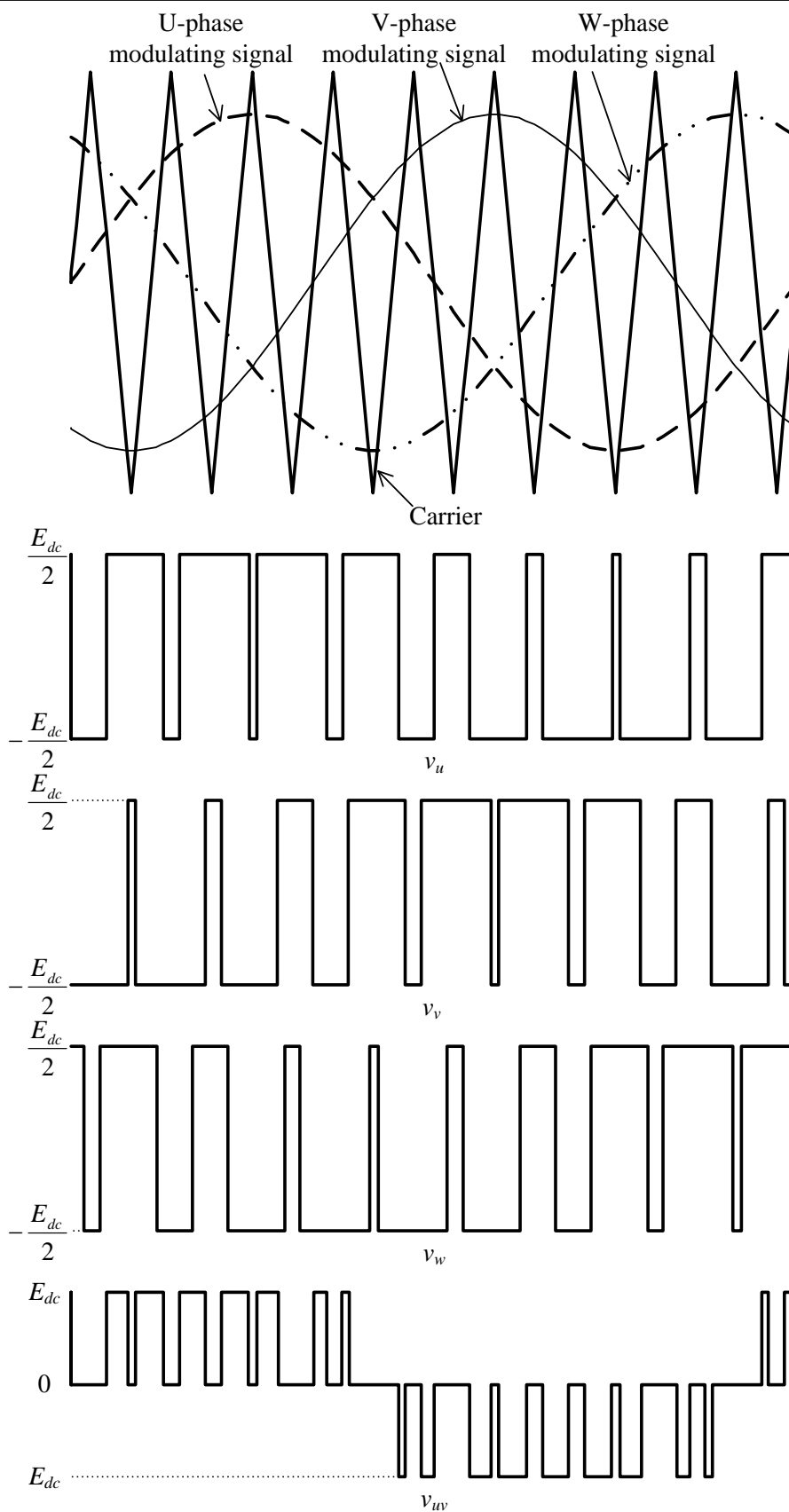


図 2.5 三角搬送波比較変調方式 (三相変調方式)

### 2.3.2 マルチレベル化による損失低減効果

マルチレベルインバータのうち、代表的な3レベルインバータを例に挙げ、動作方法を説明し、マルチレベル化により各部の損失を低減できる仕組みを示す。

#### (a) マルチレベルインバータの回路方式

図 1.9 で示したインバータは出力相電圧の瞬時値が2通りであることから2レベルインバータとも呼ばれる。これに対して、出力相電圧の瞬時値を2通りよりも増やしたインバータをマルチレベルインバータと呼ぶ。マルチレベルインバータには様々な回路方式が存在するため、以下、マルチレベルインバータで最も代表的な3レベルインバータを例に挙げて、各回路方式について説明する。

図 2.6 にフライングキャパシタ方式の回路図を示す<sup>(50)</sup>。U相を例にとって動作を説明すると、 $S_1$ および $S_2$ がオンの時、負荷には $E_{dc}/2$ が印加される。一方で、 $S_3$ と $S_4$ がオンの時、負荷には $-E_{dc}/2$ が印加される。ここで、 $S_1$ と $S_3$ がオンになると、電圧 $E_{dc}/2$ はキャパシタと負荷に印加される。つまり負荷には $E_{dc}/2$ からキャパシタ電圧を引いた電圧が印加されることになる。ここで、キャパシタ電圧は定常的に $E_{dc}/2$ であるため、負荷には0Vが出力される。 $S_2$ と $S_4$ がオンの時も同様に、0Vが出力される。

図 2.7 に中性点ダイオードクランプ方式の回路図を示す<sup>(51)(52)</sup>。フライングキャパシタ方式と異なり、直流中性点がダイオードと接続されている。 $S_1$ および $S_2$ がオンの時、負荷には $E_{dc}/2$ が印加され、 $S_3$ と $S_4$ がオンの時、負荷には $-E_{dc}/2$ が印加される。 $S_2$ と $S_3$ がオンになると、負荷は直接、直流中性点に接続される。したがって、負荷には0Vが出力される。

図 2.8 にTタイプ中性点クランプ方式の回路図を示す<sup>(53)</sup>。直流中性点が双方向スイッチを介して、負荷と接続されている。 $S_1$ がオンのとき、負荷には $E_{dc}/2$ が印加され、 $S_4$ がオンのとき、負荷には $-E_{dc}/2$ が印加される。 $S_2$ と $S_3$ がオンになると、負荷は直接、直流中性点に接続されるため0Vが出力される。

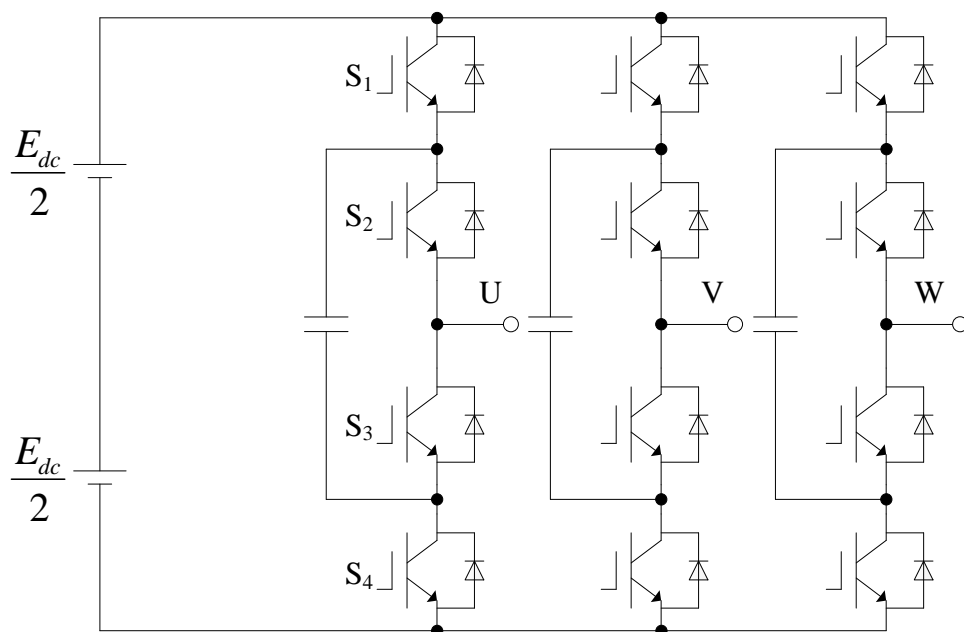


図 2.6 フライングキャパシタ方式

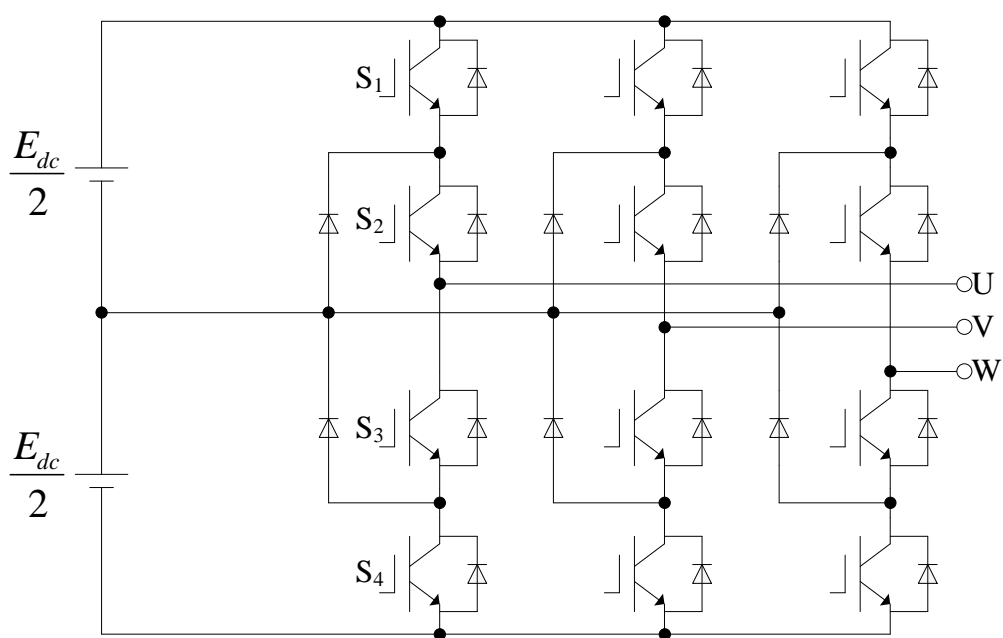


図 2.7 中性点クランプ方式 (ダイオードクランプ型)



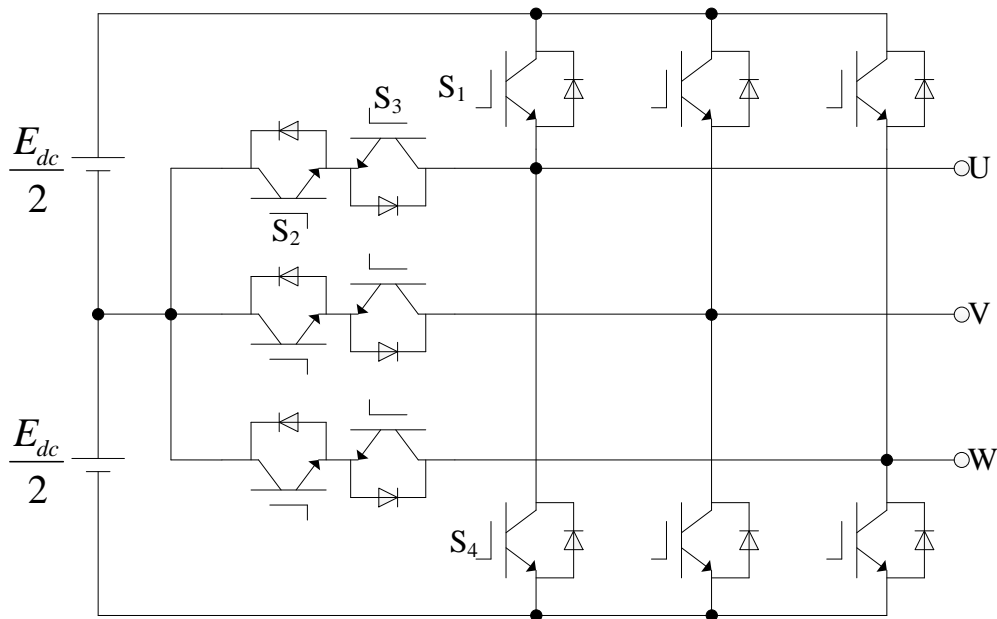


図 2.8 中性点クランプ方式 (T型)

回路方式により多少動作が変わるものの、インバータの出力相電圧が  $E_{dc}/2$ ,  $0$ ,  $-E_{dc}/2$  の 3 レベルとなる点が変わらないため、どの回路方式にも同じ変調方式が適用できる。3 レベルインバータの変調方式には大きく分けて 2 通りあり、ダイポーラ変調とユニポーラ変調と呼ばれる<sup>(54)(55)</sup>。

図 2.9 にダイポーラ変調方式を示す。各相の電圧が半周期中に正負両方の値となるためダイポーラと呼ばれる。1 つの三角波キャリアと各相で上下に分かれた 2 つの変調波を用いる方法である。上側変調波の最大値と下側変調波の最小値の幅と変調波の振幅により、出力電圧が決定する。

図 2.10 にユニポーラ変調方式を示す。各相の電圧が半周期中に正または負のどちらかの値となるため、ユニポーラ変調と呼ばれる。ユニポーラ変調は本来、2 つの三角波キャリアと 1 つの変調波を用いる方法であるが、実装を考えたとき三角波を 2 つ作るよりも、ダイポーラ変調と同様に変調波を 2 つにする方が都合良い。そのため、本論文では 1 つのキャリアと 2 つの変調波を用いる方法で説明する。変調波は正弦波の正の期間だけ出力し、負の方向にバイアスをかけたものを 2 つ用いる。それぞれ 180 度ずらしているため、片方が半周期の間、オフ状態にあるとき、もう片方がキャリアと比較をすることでスイッチン

## 第2章

### 低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計

---

グパターンを生成する。ダイポーラ変調と比較して、同じキャリア周波数でもスイッチング回数が少ないことがわかる。つまり、ダイポーラ変調の方が電圧に含まれる高調波が少なくなるため、出力電圧が低い領域ではダイポーラ変調、高い領域ではユニポーラ変調を用いる<sup>(65)</sup>。

ここで、どの回路方式にも同じ変調方式が適用できるということは、電動機の動作にインバータの回路方式は影響を与えないということになる。したがって、駆動システムにふさわしい回路方式を選ぶには各方式の特徴だけで決定することができる。まず、フライングキャパシタ方式と中性点ダイオードクランプ方式は電圧源に対して並列に接続される素子が4個直列となるため、素子の耐圧を下げるができる。そのため、電源電圧を高くしなければならない場合はこれらの回路方式が適している<sup>(56)~(62)</sup>。しかし、負荷電流の通過する素子数が2レベルインバータに対して倍増するため、導通損が増加する。さらに、フライングキャパシタ方式では負荷電流の経路中にキャパシタが存在する。よって、電動機やインバータが大容量化するとキャパシタの体積が増加し、システムの大型化を招く。一方で、電源電圧が低い場合は、Tタイプ中性点クランプ方式が適している。フライングキャパシタ方式や中性点ダイオードクランプ方式よりも負荷電流が通過する素子数が少ないため、導通損をこれらの方式よりも低減できる。また、図 2.8 では直流中性点に接続しているスイッチとして、IGBTを2つ逆直列に接続したものを使用しているが、RB-IGBTを使った場合、電流が通過する素子数を2レベルインバータと同じ2個に低減できるため、さらなる低消費電力量化が期待できる。

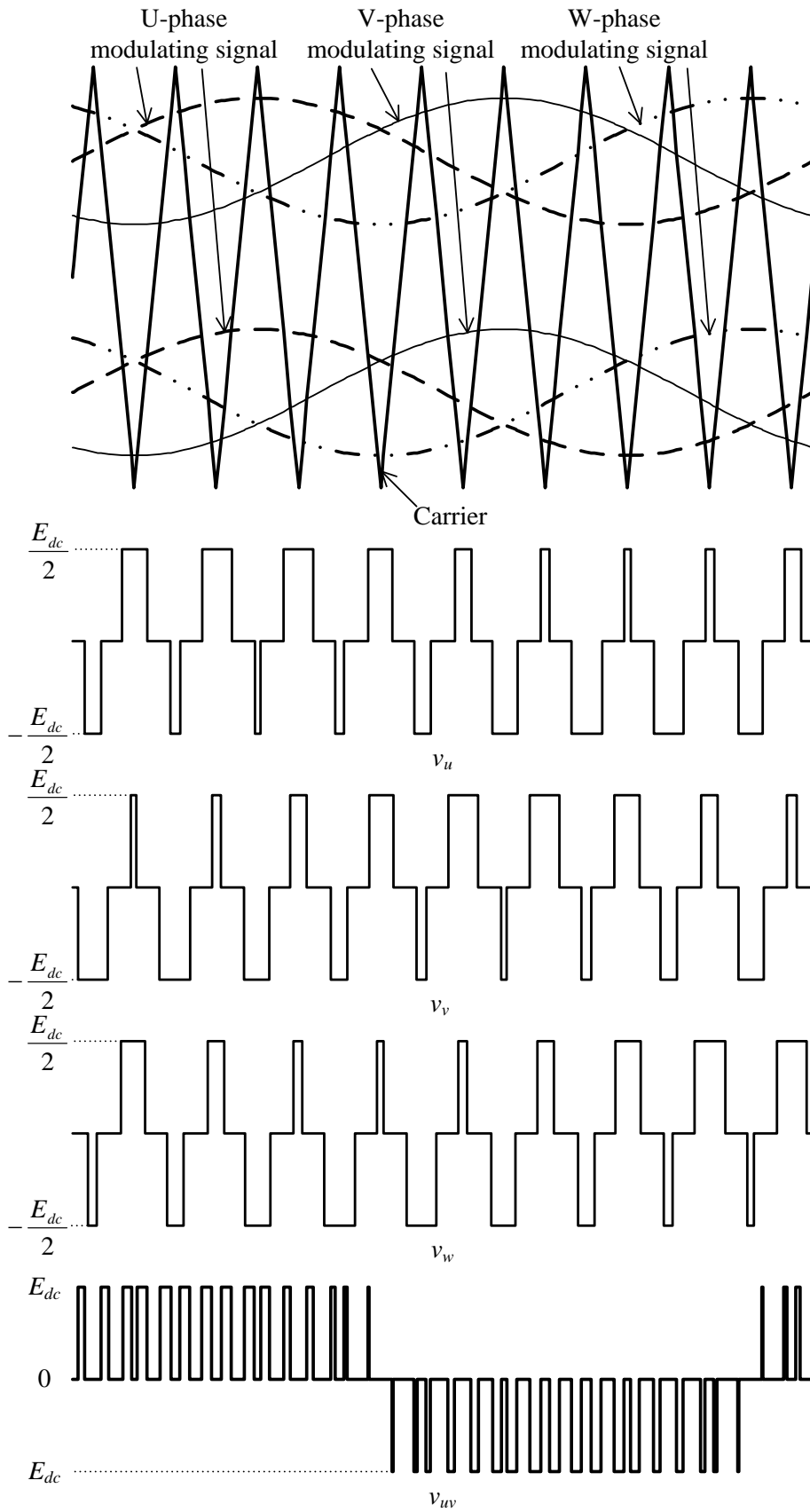


図 2.9 ダイポーラ変調方式

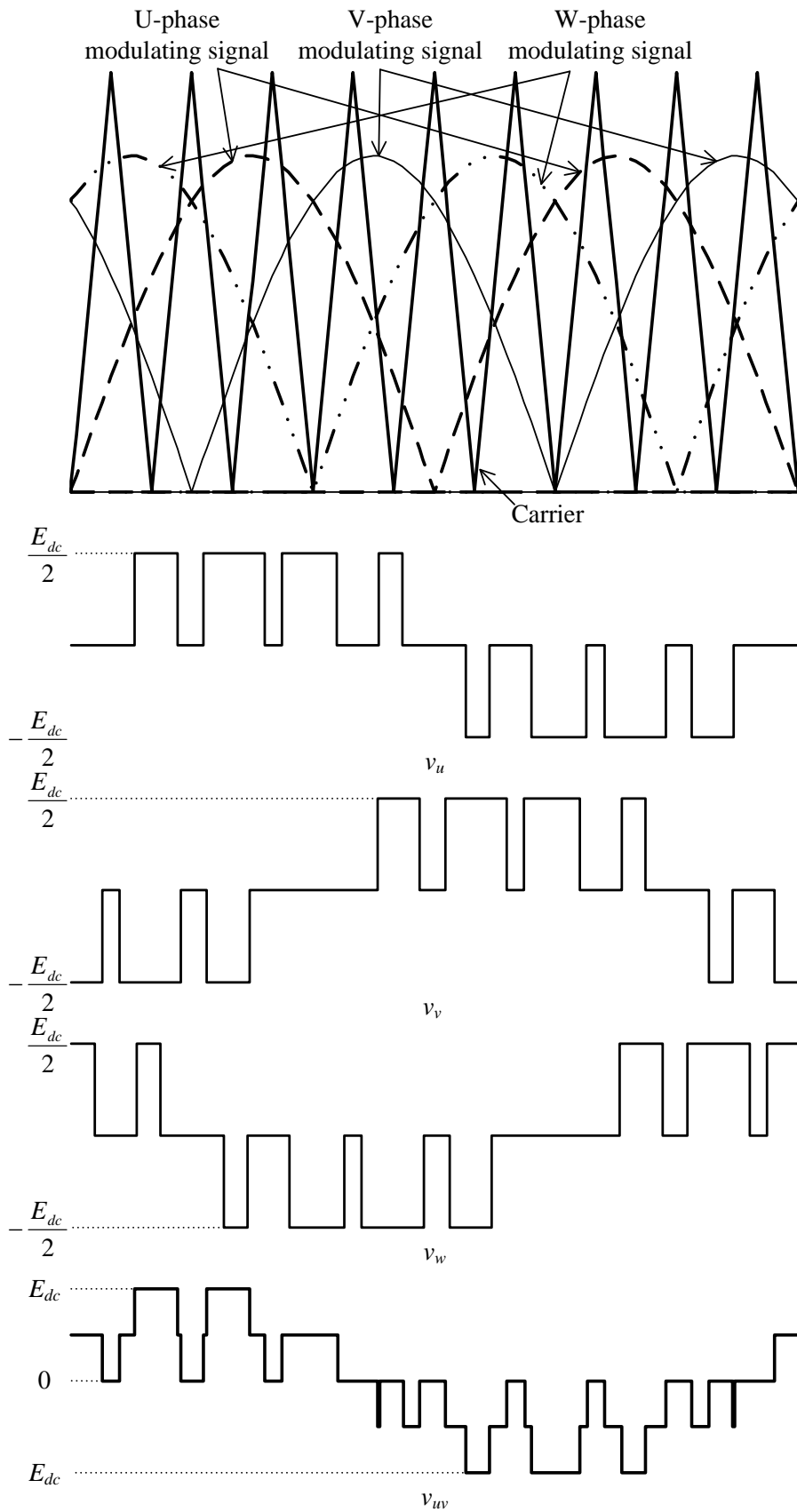


図 2.10 ユニポーラ変調方式

### (b) マルチレベルインバータによる損失低減効果

マルチレベルインバータをシステムに適用することで、変換器損失および電動機損失を低減できることが知られている<sup>(63)-(68)</sup>。ここでは、それぞれの損失の低減効果について述べる。

マルチレベルインバータの損失は2レベルインバータと同様に2.2.2節にて示した計算式を使うことができる。導通損に関しては、電流リップルによる損失の影響が無視できるほど小さいものとする、通過素子数が2レベルインバータよりも多い中性点ダイオードクランプ方式とフライングキャパシタ方式では増加する。また、2レベルインバータと同じ通過素子数となるTタイプ中性点クランプ方式では使用する半導体素子の特性が同じであれば、導通損は一致する。なお、マルチレベルインバータは2レベルインバータよりもスイッチング素子に印加される電圧が小さくなる。したがって、回路方式を問わず、マルチレベル化することで2レベルインバータよりもスイッチング損失を低減することができる。

図2.11に2レベルインバータと3レベルインバータの中性点ダイオードクランプ方式とTタイプ中性点クランプ方式の損失内訳を示す<sup>(65)</sup>。2レベルインバータに対して、中性点ダイオードクランプ方式では導通損が72%増加している。これは電流の通過素子数が倍増したことが理由である。完全に倍増していない理由として、出力電圧の3レベル化によるリップル電流の低減と素子特性の違いが挙げられる。一方で、Tタイプ中性点クランプ方式では導通損はほとんど変化していない。これは直流中性点に接続する素子にRB-IGBTを使っているため、電流の通過素子数が変わらないためである。また、2レベルインバータに対して、3レベルインバータの両方式ともにスイッチング損を半分以下に低減している。こちらの場合も、導通損と同様にリップル電流の低減と素子特性の違いにより、完全に半減という結果にはならない。

電動機損失は銅損と鉄損に分けられるが、銅損に関しては変換器損失と同様に、電流リップルによる影響が無視できるほど小さいものとする、2レベルインバータによる駆動時と変わらない。一方、鉄損についてはマルチレベル化により低減することができる。

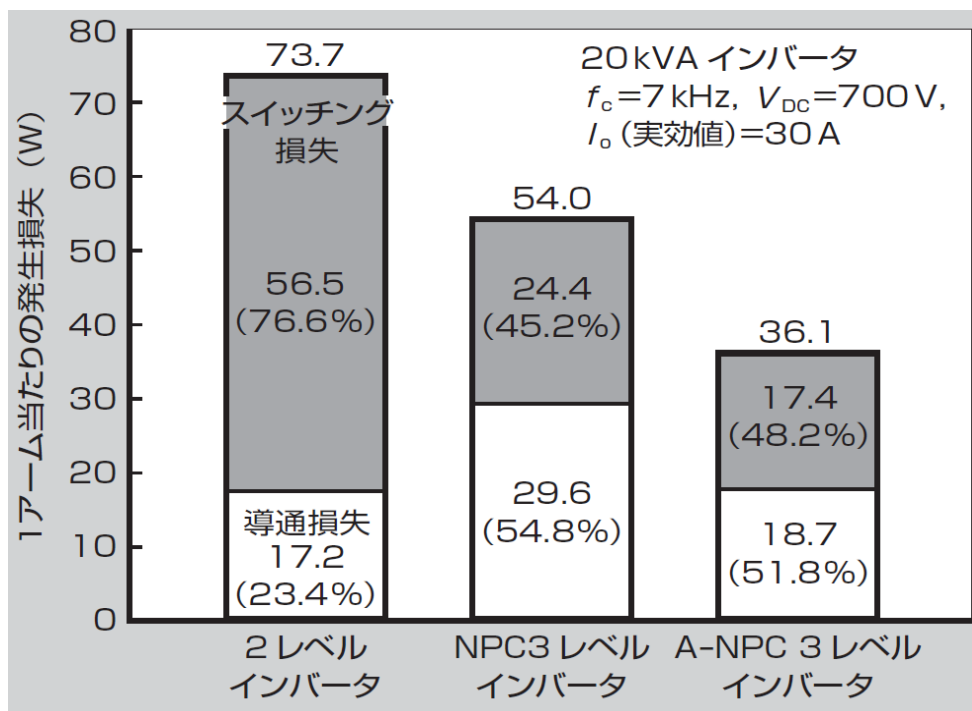
図2.12に2レベルインバータおよび3レベルインバータにより駆動した分布巻埋込磁石型同期電動機の鉄損解析結果を示す<sup>(68)</sup>。3レベルインバータにおける変調方式はユニポーラ方式である。図2.12より、固定子や回転子に生じる渦電流損やヒステリシス損はイン

## 第2章

### 低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計

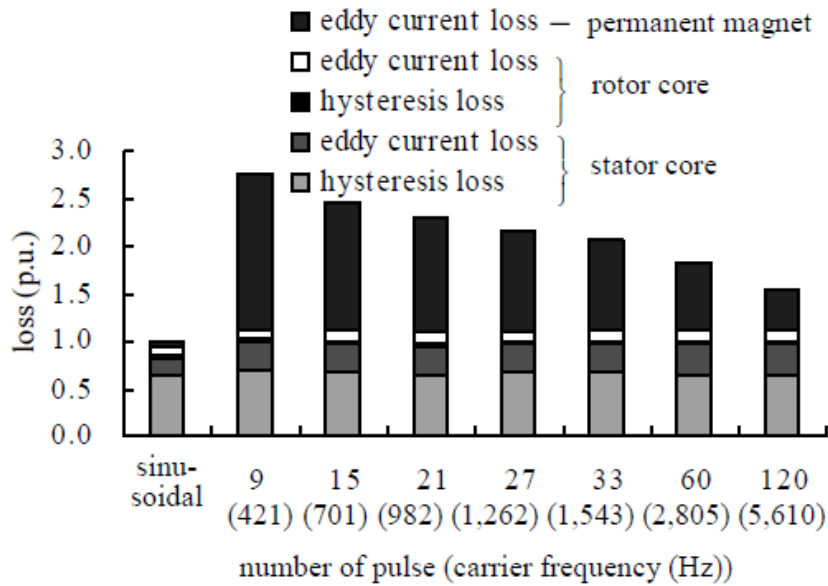
バータ方式やキャリア周波数によらず、ほぼ一定であるが、永久磁石中に発生する渦電流損がインバータ方式やキャリア周波数により変化していることがわかる。また、2レベルインバータにより駆動した場合には、正弦波電圧による駆動よりも鉄損が2倍程度になるが、3レベルインバータによる駆動では鉄損が1.5倍程度の増加にとどまる。

図 2.13 に永久磁石中に生じる渦電流損の変化を示す<sup>(68)</sup>。2レベルインバータではキャリア周波数による変化が3レベルインバータの場合よりも大きい。言い換えると、3レベルインバータではキャリア周波数をそれほど上げなくても、渦電流損を大きく低減できるということである。

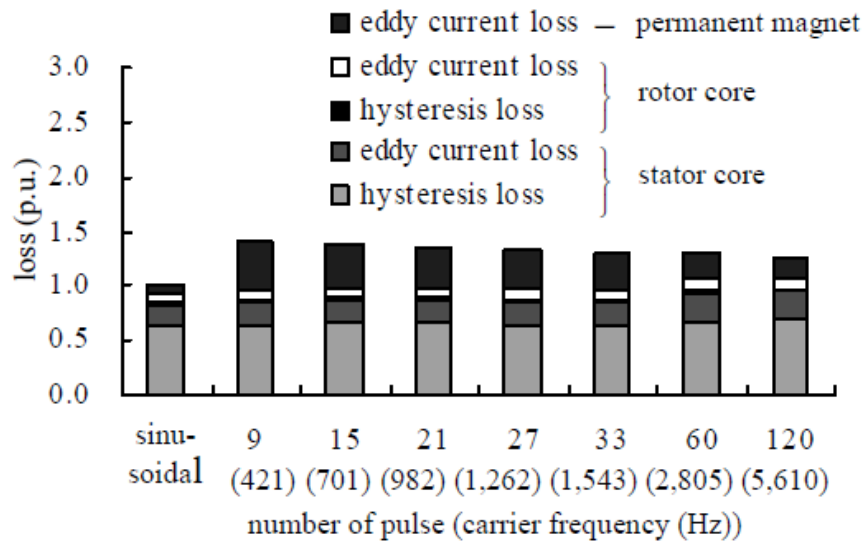


出典: 小松康佑・原田孝仁・楠木善之:「アドバンスド NPC 回路用 IGBT モジュールの系列化」, 富士時報, Vol.84, No.5, pp.299-303 (2011)

図 2.11 回路方式によるインバータ損失 (1 相分) の比較



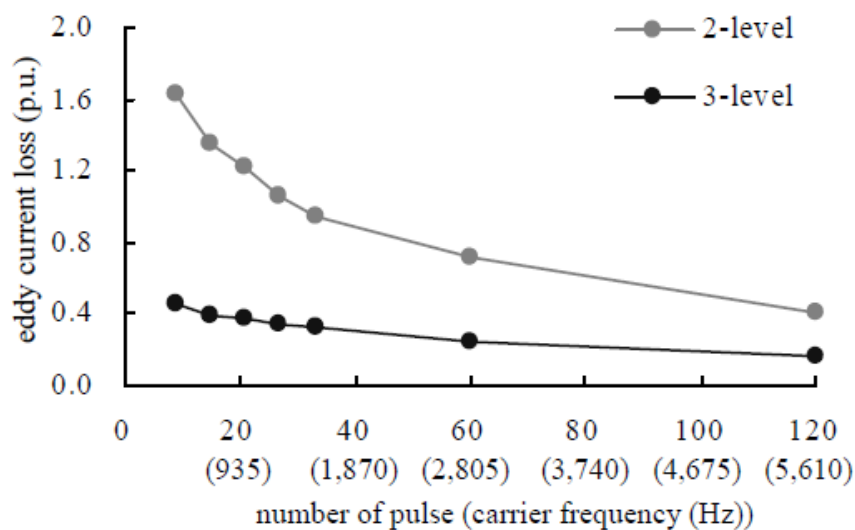
(a) 2 レベルインバータ



(b) 3 レベルインバータ

出典: Y. Kawase, et al., "Effects of Carrier Frequency of Multilevel PWM Inverter on Electrical Loss of Interior Permanent Magnet Motor", The 12<sup>th</sup> International Conference on Electrical Machines and Systems, LS5A-2 (2009)

図 2.12 インバータレベル数と鉄損解析結果



出典: Y. Kawase, et al., “Effects of Carrier Frequency of Multilevel PWM Inverter on Electrical Loss of Interior Permanent Magnet Motor”, The 12<sup>th</sup> International Conference on Electrical Machines and Systems, LS5A-2 (2009)

図 2.13 インバータレベル数と磁石渦電流損解析結果

### 2.3.3 マルチレベル化による消費電力量低減効果の評価に関する問題点

マルチレベルインバータの適用により、スイッチング損および永久磁石の渦電流損が低減できることから、低消費電力量化が達成できると考えられるが、2レベルインバータを適用したシステムに対して、どれだけ低消費電力量にできるかということが重要になる。3レベルインバータを適用するという事は半導体素子数の増加に伴い、導入コストが増加するという事である。低消費電力量化により運用コストが低下するものの、全体コストで3レベルインバータを適用する利点があるのか、使用者側は判断する必要がある。これまでに3レベルインバータと2レベルインバータをそれぞれ適用した駆動システムの損失や効率は少なからず議論されてきている<sup>(69)-(71)</sup>。しかし、実際の駆動条件を考慮して消費電力量をもとに議論している例はそれほど多くなく、2レベルインバータに対して、3レベルインバータがより優位に立つ電動機の駆動条件は明らかではない。したがって、消費電力量の評価手法を確立し、3レベルインバータによる消費電力量の低減効果をより詳細に明らかにすることが必要である。



## 2.4 インバータの変調方式に着目した低消費電力量化

インバータの変調方式に着目することで低消費電力量化を実現することが可能となる。まず、基本となるのが2.3節にて示した2レベルインバータの変調方式であり、三相変調方式と呼ばれる。この変調方式では、三相分の正弦波と三角波の比較によりスイッチングパターンを生成する。なお、(2.10)式に示した通り、変調率1のとき、出力線間電圧の振幅は直流電圧の0.866倍となる。ここで、入力直流電圧の大きさに対して、出力できる最大の線間電圧の振幅を電圧利用率という。三相変調方式の場合、電圧利用率は0.866となる。ここで、電圧利用率を大きくすることができれば、入力電圧を下げても電動機の動作領域を狭めることがない。また、電動機の動作領域を拡大したい場合でも、電圧利用率を大きくできれば、入力電圧を上げる必要がないということになる。インバータの入力電圧は半導体素子にかかる電圧に直結する。インバータの入力電圧が小さいほどスイッチング損失を低減でき、低消費電力量化につながると考えることができる。

電圧利用率の向上を目的として、いくつかの変調方式が提案されている。中でも最も電圧利用率を向上させられる変調方式として、非線形変調が挙げられる。非線形変調を利用することでインバータの出力できる電圧の大きさを最大限にすることができる。しかし、この変調方式では変調率が大きくなるにつれて低次高調波成分を含むようになるため、他の変調方式とは異なる制御法が必要になる。

本節では、まずインバータの変調方式について述べる。そして、従来、非線形変調領域を利用するために用いられてきた制御方式について述べる。最後にこの制御方式に関する問題点を述べる。

### 2.4.1 インバータの変調方式

電動機駆動の場合、印加される電圧は線間電圧である。そのため、線間電圧が正弦波であれば、相電圧の波形は正弦波である必要はないと考えることができる。このような思想の変調方式がいくつかある。

図2.14に三次高調波注入方式を示す<sup>(72)(73)</sup>。正弦波に三次高調波を重畳した変調波を利用する方法である。相電圧に三次高調波を重畳しても線間電圧には表れないが、線間電圧の振幅を増加させることができる。

## 第2章

### 低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計

図 2.15 に線間電圧変調方式を示す<sup>(74)</sup>。この手法は三次高調波注入方式と同様に正弦波の変調波に対してある信号を重畳する方式である。変調波より、下アームのスイッチング素子が常にオンしている期間が存在する。これにより、三相変調方式や三次高調波注入方式に対してスイッチング損を3分の2に低減できる。ただし、上アームと下アームのスイッチング素子でそれぞれ発生する損失の大きさが異なるため、熱設計をする際には注意が必要となる。

図 2.16 に二相変調方式を示す<sup>(75)</sup>。この手法では60度ごとに上アームまたは下アームのスイッチング素子が常にオンしている状態となる。したがって、スイッチングしている相は常に二相だけであるため、二相変調と呼ばれる。二相変調も線間電圧変調同様にスイッチング損を三相変調方式や三次高調波注入方式に対して3分の2に低減できる。さらに上アーム素子と下アーム素子のオン時間が同じであるため、発生する損失も同じである。この点が線間電圧変調方式よりも有利になるため、電動機駆動用インバータでは二相変調するのが一般的となっている。

ここまでに述べた変調方式を利用することで電圧利用率を1に向上させることができる。ただし、これらの変調方式は出力線間電圧が疑似正弦波となる線形変調領域における電圧利用率の向上を目的としており、非線形変調領域を利用することで、出力電圧はさらに大きくすることが可能である。インバータで原理的に出力可能な最大電圧は方形波電圧である。方形波電圧を利用することで、電圧利用率を1.1まで高くすることができる。ここで、非線形変調領域は疑似的に台形波電圧を出力する台形波変調領域と方形波電圧を出力する方形波電圧領域に分けて考えることができる。

図 2.17 に三相変調方式をベースにした台形波変調領域における電圧波形の一例を示す。三相変調方式において、変調率を1以上にした場合、台形波変調となる。台形波変調領域では電圧のピーク付近でスイッチングを行わず、ゼロクロス近傍でのみスイッチングを行う。電圧利用率低下の原因はスイッチングを行うことであるため、台形波変調領域において変調率を高くするにつれて、スイッチング回数が減少する。この領域では出力電圧に含まれる高調波成分は増加するものの、スイッチング損を低減することができる。また、台形波電圧の基本波振幅  $V_{omr}$  は(2.11)式にて表される。

$$V_{omr} = \frac{\sqrt{3}}{2} E_{dc} \left\{ \frac{2a}{\pi} \sin^{-1} \frac{1}{a} + \frac{2}{\pi} \cos \left( \sin^{-1} \frac{1}{a} \right) \right\} \dots\dots\dots (2.11)$$

$E_{dc}$  は入力直流電圧,  $a$  は変調率である。台形波電圧の基本波振幅は変調率に対して非線形に変化することがわかる。これが非線形変調領域と呼ばれる所以である。

なお, ここまでに述べた変調方式は三角波キャリア比較に基づいた手法である。一方で, デジタルのコントローラの発達とともに異なる概念の変調方式が使用されるようになってきている<sup>(12)(76)</sup>。三相の出力電圧を表現する空間ベクトルという概念を用いた変調方式である。

図 2.18 に空間ベクトル変調方式の概念図を示す。2 レベルインバータで出力できる電圧は図 2.18(a)に示す, ゼロベクトル2つを含む8つの基本ベクトルで表される。これらの基本ベクトルを利用して, 出力電圧指令ベクトルを表現することになる。図 2.18(b)に示す通り, 出力電圧指令ベクトルは基本ベクトルをスカラー倍したベクトルの和により表される。つまり, 基本ベクトルを出力する時間を調整することで, 指令値通りの出力電圧とすることができる。例えば, 図 2.18(b)における電圧ベクトル  $V$  を出力するスイッチングパターンの一例は図 2.18(c)で表される。基本的に1制御周期中の平均電圧が  $V$  と等しければ良いため, 各基本ベクトルの出力時間の合計が同じであれば, どの順番で出力しても構わないが, スwitching回数が少なくなるように出力ベクトルの順番を決めることが多い。また, インバータが出力できる電圧ベクトルはゼロベクトルを除く6つの基本ベクトルの終点同士を結んだ六角形の範囲である。六角形の内接円の範囲が線形変調領域に該当し, 内接円の外側の範囲が非線形変調領域に該当する。

ここで, 非線形変調領域では出力電圧の基本波成分を線形変調領域よりも大きくすることができるが, 出力電圧に低次高調波成分が含まれるということに注意が必要である。永久磁石同期電動機を駆動する場合, 電流フィードバック制御を行う必要がある。このため, 低次高調波電流がフィードバックループに含まれることになるため, 制御の不安定化や応答性能の悪化という問題が発生する。したがって, 非線形変調領域における永久磁石同期電動機の制御には低次高調波電流への対策が必要になる。以降, 非線形変調領域における制御手法について述べる。

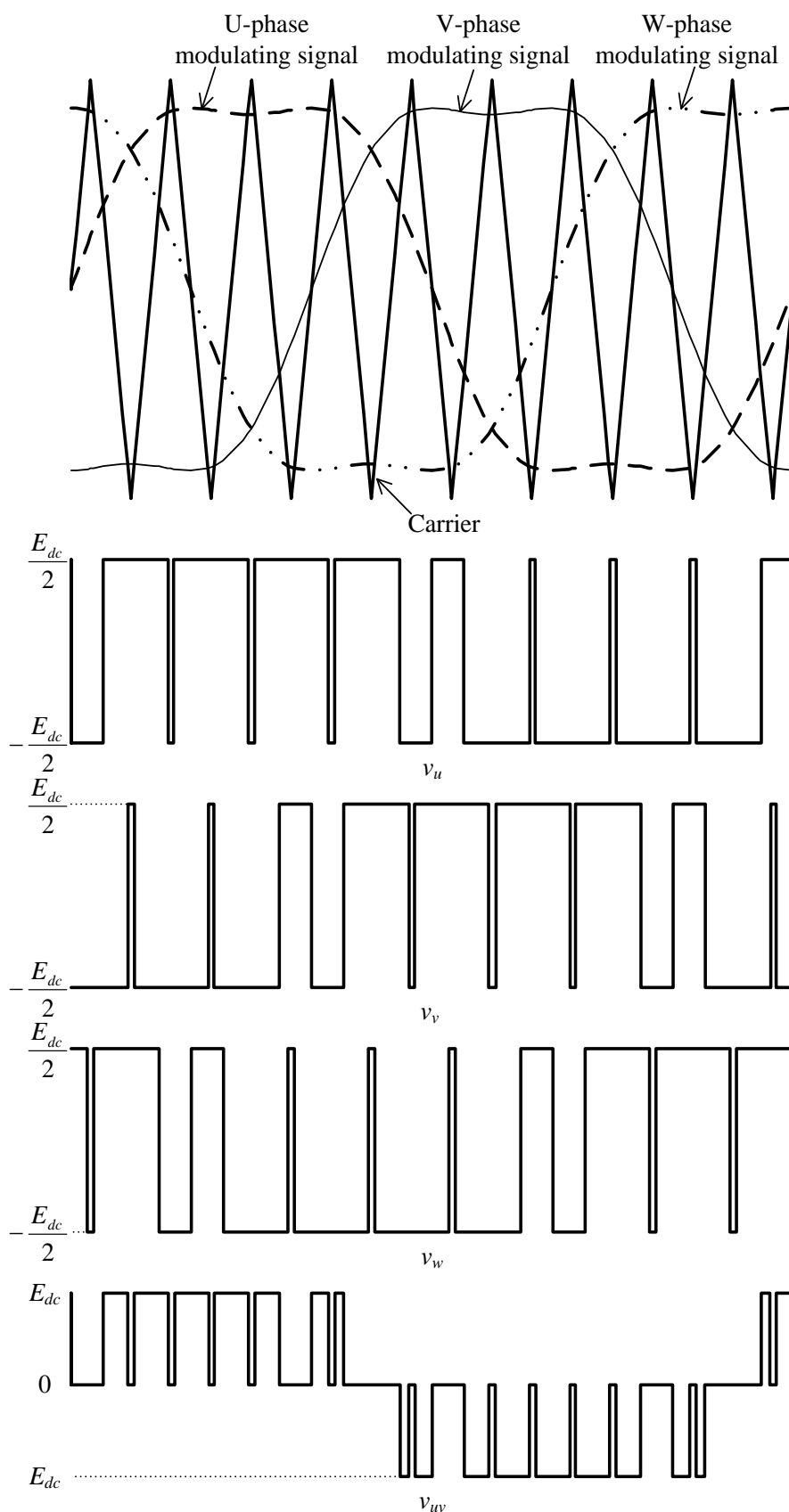


図 2.14 三次高調波注入方式

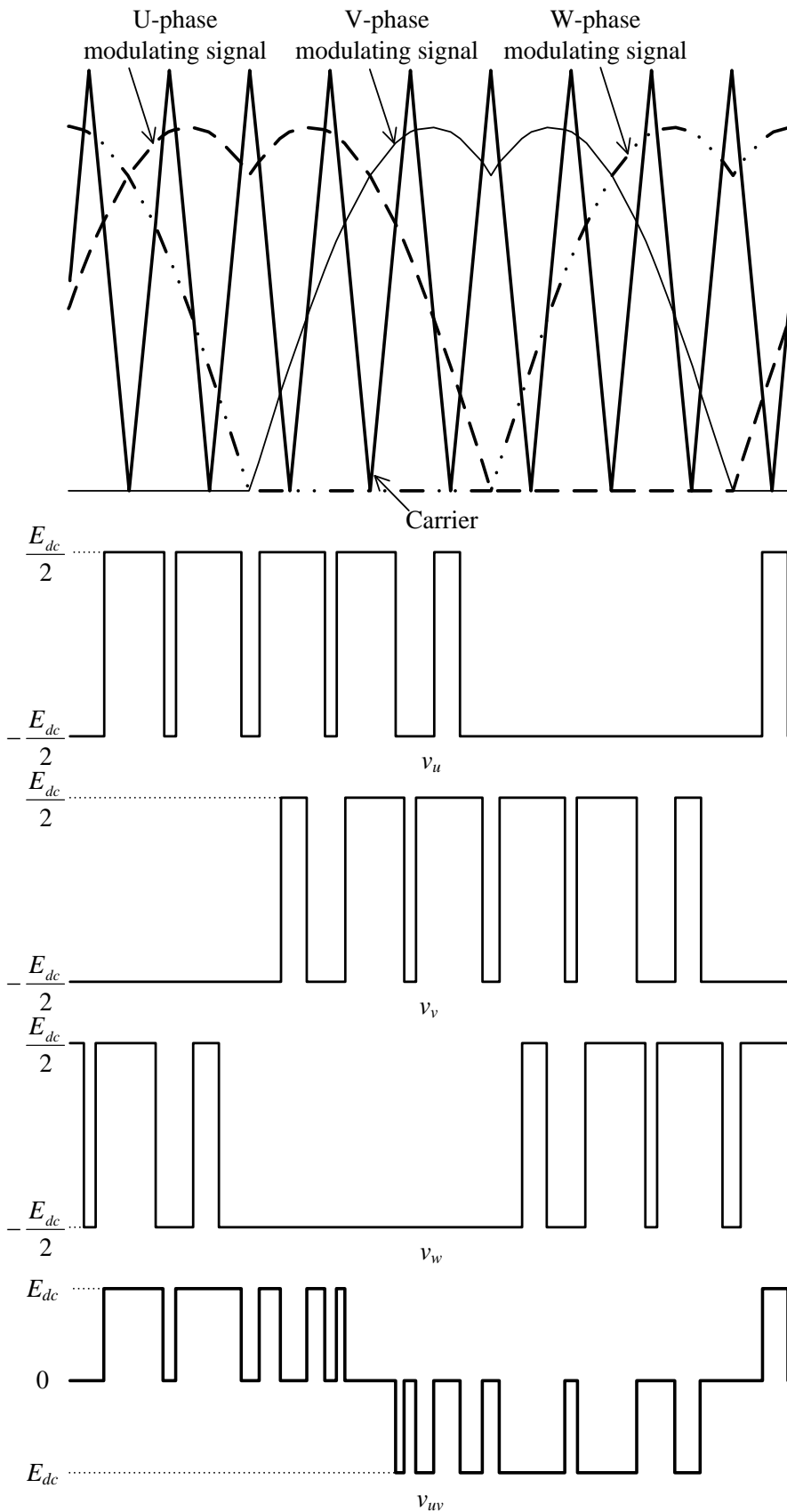


図 2.15 線間電圧変調方式

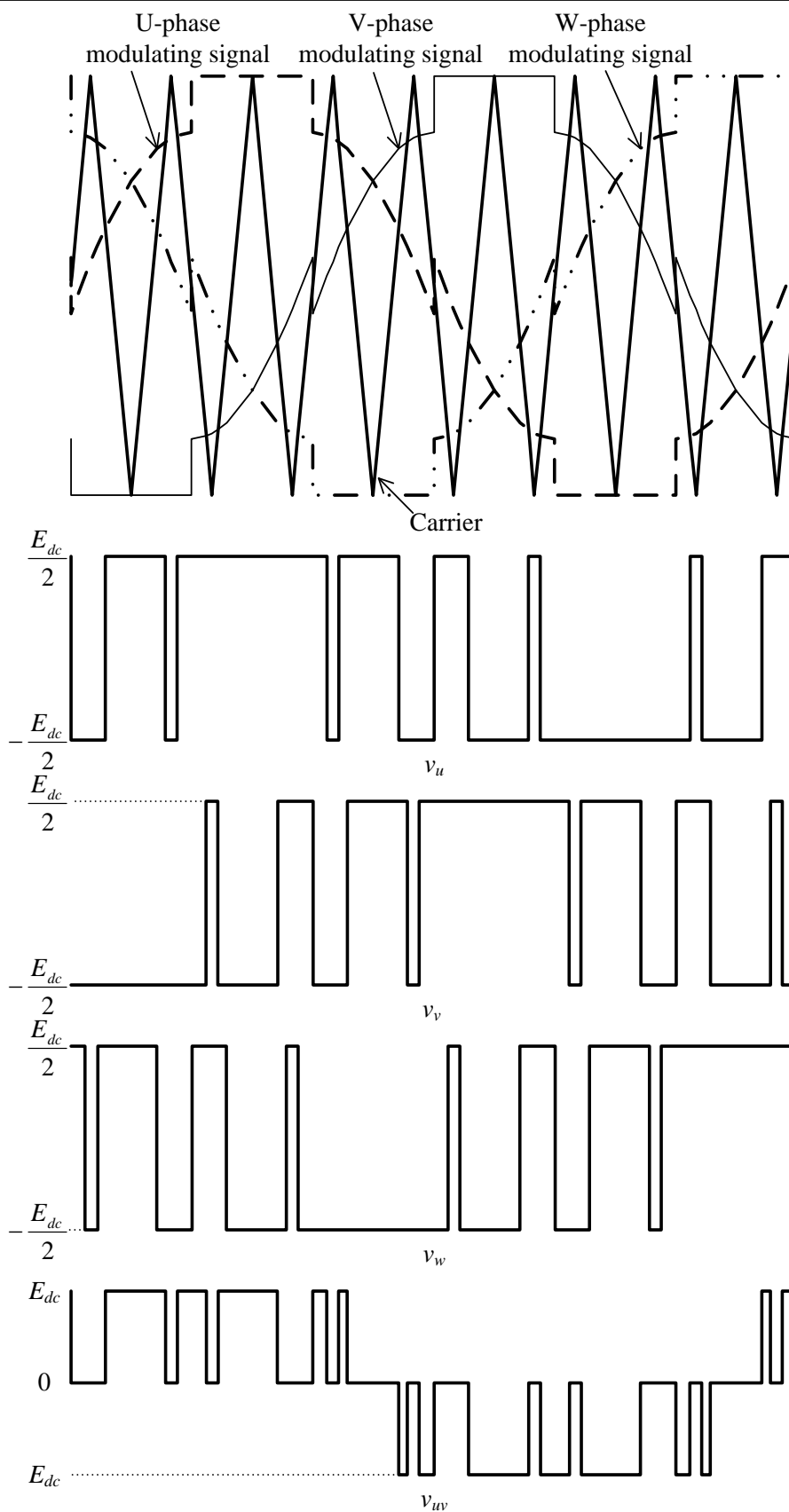


図 2.16 二相変調方式

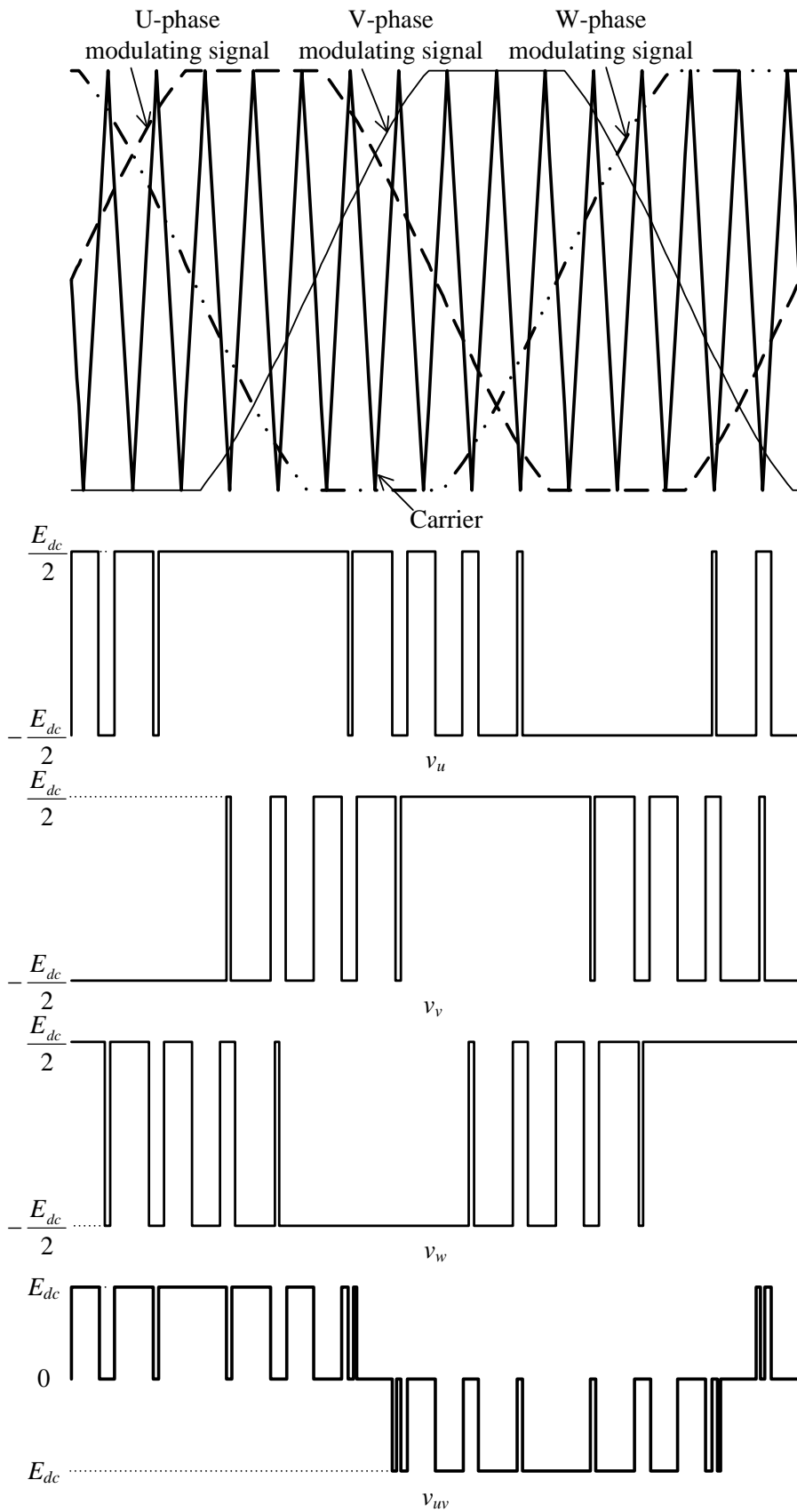
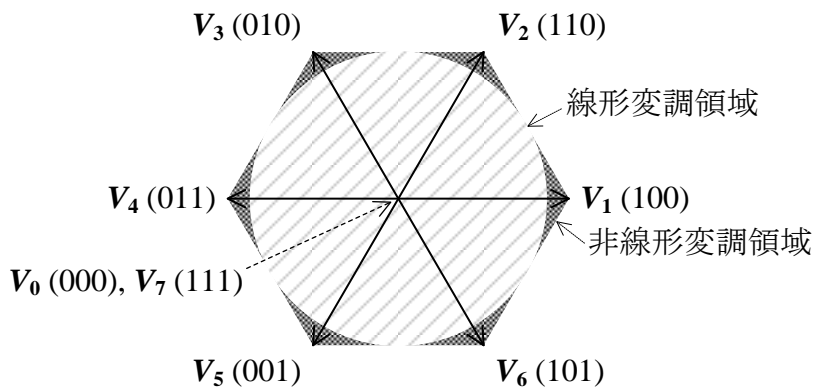
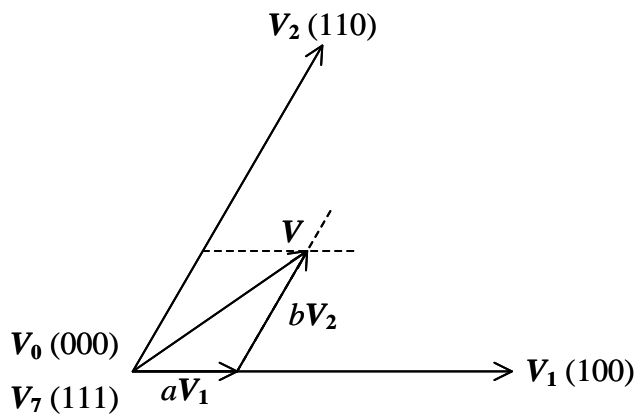


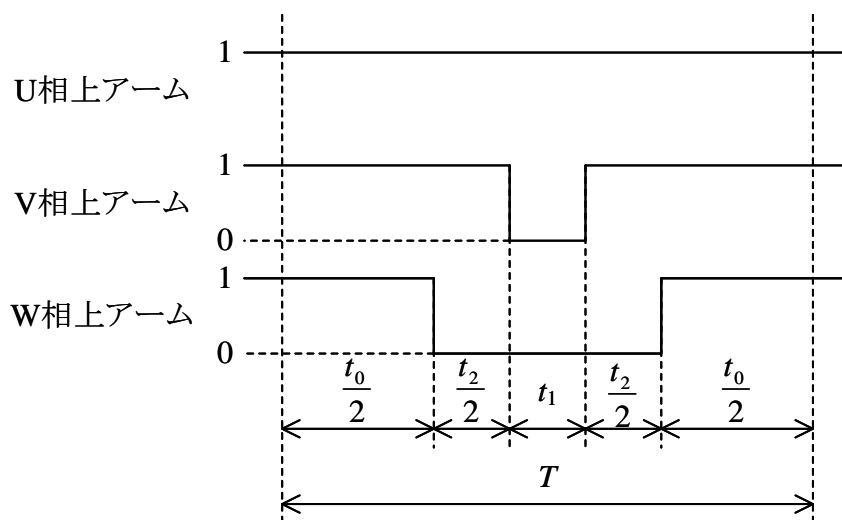
図 2.17 三相変調方式における過変調状態



(a) 基本ベクトルと出力可能な範囲



(b) 基本ベクトルの合成



(c) 1制御周期 $T$ におけるスイッチング状態

図 2.18 空間ベクトル変調方式



### 2.4.2 非線形変調領域における速度制御

非線形変調領域における制御法として提案されている手法の多くはベクトル制御を基本としている。そのため、まず一般的なベクトル制御について展開する。ベクトル制御では電動機の数式モデルを構築し、制御パラメータを決定する必要がある。数式モデルは電動機の種類により異なるが、ここでは永久磁石同期電動機を例に挙げる<sup>(13)(72)(77)-(78)</sup>。

図 2.19 に永久磁石同期電動機の等価回路モデルを示す。この等価回路より、永久磁石同期電動機の電圧方程式は(2.12)式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_u & pM_{uv} & pM_{wu} \\ pM_{uv} & R_a + pL_v & pM_{vw} \\ pM_{wu} & pM_{vw} & R_a + pL_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \omega\Phi_f \sin\theta \\ \omega\Phi_f \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \omega\Phi_f \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.12)$$

ここで、 $v_u, v_v, v_w$ は各相の端子電圧、 $i_u, i_v, i_w$ は各相の線電流、 $R_a$ は電機子巻線抵抗、 $L_u, L_v, L_w$ は各相の自己インダクタンス、 $M_{uv}, M_{vw}, M_{wu}$ は各相間の相互インダクタンス、 $\Phi_f$ は永久磁石による電機子鎖交磁束の最大値、 $\omega$ は電気角速度、 $\theta$ は回転子位置、 $p$ は微分演算子である。なお、自己インダクタンスおよび相互インダクタンスは回転子位置により変化し、それぞれ(2.13)式および(2.14)式で表される。

$$\begin{cases} L_u = l_a + L_a - L_{as} \cos 2\theta \\ L_v = l_a + L_a - L_{as} \cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ L_w = l_a + L_a - L_{as} \cos\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \dots\dots\dots(2.13)$$

$$\begin{cases} M_{uv} = -\frac{1}{2}L_a - L_{as} \cos\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ M_{vw} = -\frac{1}{2}L_a - L_{as} \cos 2\theta \\ M_{wu} = -\frac{1}{2}L_a - L_{as} \cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \dots\dots\dots(2.14)$$

ここで、 $l_a$ は漏れインダクタンス、 $L_a$ は有効インダクタンスの平均値、 $L_{as}$ は有効インダク

タンスの振幅である。

印加される電圧が三相平衡状態であるとき、一つの相電圧を他の二つの相電圧の従属変数として表すことができる。つまり、三相交流 (u-v-w) 座標系で表された(2.12)式を二相交流 (α-β) 座標系の電圧方程式に変換することができる。二相で扱うことで、変数を削減できる上、相互インダクタンスを消去することができる。三相二相変換には(2.15)式に示す変換行列を使用する。

$$C_{uvw\_αβ} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.15)$$

ここで、 $K$ は変換係数である。 $K$ を0.8165とすることで、変換の前後で電力、トルクが不変（電圧と電流の振幅が1.225倍）の絶対変換となる。一方で、 $K$ を0.6667とすることで、電圧と電流の振幅が不変（電力とトルクが0.6667倍）の相対変換となる。ソフトウェアの実装には相対変換が向いており、解析には絶対変換が向いている<sup>(79)</sup>。本論文では、以降絶対変換を前提として述べる。

(2.12)式と(2.15)式より、α-β座標系における電圧方程式は(2.16)式となる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \dots\dots(2.16) \\ &= \begin{bmatrix} R_a + p(L_0 - L_1 \cos 2\theta) & pL_1 \sin 2\theta \\ pL_1 \sin 2\theta & R_a + p(L_0 - L_1 \cos 2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega \Phi_{fa} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

ここで、

$$L_0 = l_a + \frac{3}{2}L_a, \quad L_1 = -\frac{3}{2}L_{as}, \quad \Phi_{fa} = \sqrt{\frac{3}{2}}\Phi_f$$

である。さらに、α-β座標の軸を回転子と同じ速度で回転させることで、電圧や電流を表すベクトルが静止して見える。つまり、電圧と電流を直流として扱うことができる。これにより、制御系の構築が簡単になるという大きな利点がある。α-β座標系から回転 (d-q) 座標系への変換には(2.17)式に示す変換行列を使用する。

$$C_{\alpha\beta\_dq} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.17)$$

(2.16)式と(2.17)式より、d-q座標系における電圧方程式は(2.18)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\Phi_{fa} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.18)$$

ここで、 $L_d$ はd軸インダクタンス、 $L_q$ はq軸インダクタンスであり、それぞれ、

$$L_d = l_a + \frac{3}{2}(L_a - L_{as}), \quad L_q = l_a + \frac{3}{2}(L_a + L_{as})$$

である。

次に、トルクの式を導出する。永久磁石同期電動機に入力する電力は電圧ベクトルと電流ベクトルの内積で表されるため、(2.19)式となる。

$$\begin{aligned} P_{in} &= v_d i_d + v_q i_q \\ &= \{ (R_a + pL_d) i_d - \omega L_q i_q \} i_d + \{ \omega L_d i_d + (R_a + pL_q) i_q + \omega\Phi_{fa} \} i_q \dots\dots\dots(2.19) \\ &= R_a (i_d^2 + i_q^2) + p(L_d i_d^2 + L_q i_q^2) + \omega \{ \Phi_{fa} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \end{aligned}$$

(2.19)式の右辺第1項は銅損を、第2項はインダクタンス成分に蓄えられる磁気エネルギーの時間変化を表す。そして、第3項が電動機の軸出力となる。軸出力は(2.20)式で表される。

$$P_{out} = \omega_m T = \frac{\omega}{p_f} T \dots\dots\dots(2.20)$$

ここで、 $\omega_m$ は機械角速度である。したがって、永久磁石同期電動機のトルクは(2.21)式で表される。

$$T = p_f \{ \Phi_{fa} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \dots\dots\dots(2.21)$$

図 2.20 に d-q 座標上で表された永久磁石同期電動機のブロック図を示す。ベクトル制御により永久磁石同期電動機を駆動する場合、図 2.20 で表されるモデルが制御対象となる。

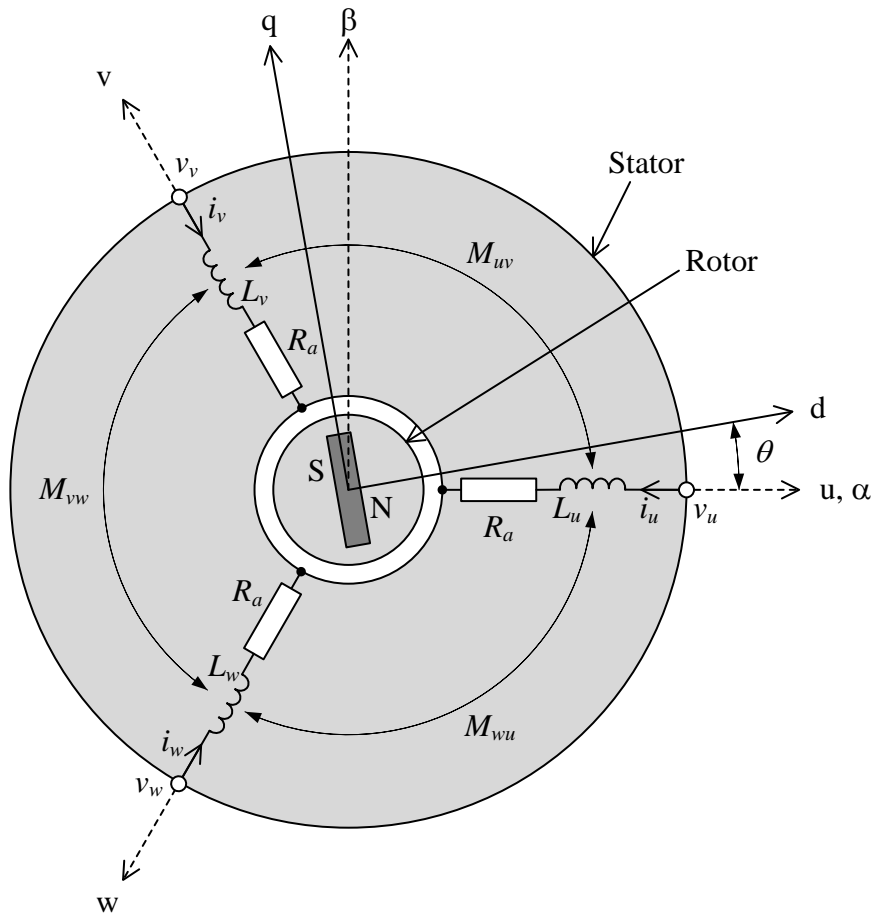


図 2.19 永久磁石同期電動機の等価回路モデル

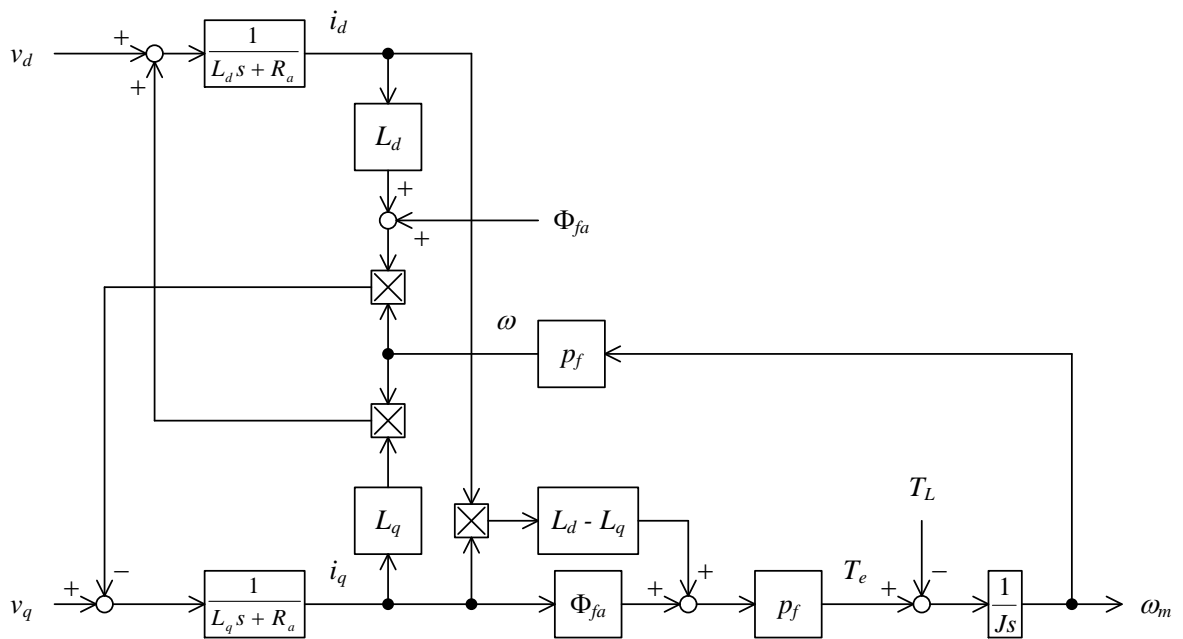


図 2.20 永久磁石同期電動機のブロック図

図 2.21 にベクトル制御に基づく速度制御系のブロック図を示す<sup>(72)(77)(78)</sup>。速度指令に対して、フィードバックされた実速度との差を取り、PI 制御器（速度制御器）に入力する。PI 制御器の出力が q 軸電流指令値となる。q 軸電流指令値や速度情報などから d 軸電流指令値を作る。これらの電流指令値と実電流の差分を PI 制御器（電流制御器）に入力する。この PI 制御器の出力がそれぞれ d, q 軸電圧指令値となる。このように、ベクトル制御に基づく速度制御系ではマイナーループに電流制御系を持つ。非線形変調領域では低次高調波電流がフィードバックされることにより、制御系の不安定化や応答の悪化が生じる。したがって、非線形変調領域においても永久磁石同期電動機を駆動させる場合、電流制御系に工夫が必要ということになる。

図 2.22 に過変調領域における電流制御系を示す<sup>(80)</sup>。変調率と出力電圧が非線形関係にあるため、線形化するための補正テーブルを使用する<sup>(81)(82)</sup>。電流に含まれる低次高調波成分を除去するためのフィルタを用いる手法である。制御系には基本波成分のみをフィードバックすることで制御系の不安定化を防いでいる。ただし、フィルタの遅れ要素により電流の応答は制限されるため、高速応答を必要とする場合には用いることができない。また、電圧振幅が一定となる方形波電圧にも適用できないため、方形波電圧領域では異なる制御系にする必要がある。

図 2.23 に電圧位相制御に基づくトルク制御系のブロック図を示す<sup>(83)</sup>。トルクと電流は比例関係にあるため、速度制御器の出力をトルク指令値としても差し支えない。ここで、方形波電圧は電圧振幅が一定になるため、振幅を制御することはできない。そのため、方形波電圧領域では電圧位相を利用してトルクを制御する。トルクと電圧位相の関係を(2.22)式に示す。

$$T \approx p_f V \Phi_{fa} \frac{\cos^2 \psi}{\omega L_d} \dots\dots\dots(2.22)$$

$\psi$ は電圧位相である。(2.22)式よりトルクと電圧位相の関係は非線形であるが、電圧位相の取り得る範囲を限定することで、単調増加の関数とみることができ、PI 制御器によるトルク制御が可能となる。PI 制御により電圧位相指令を求める。振幅は一定であるため、位相によって出力電圧は一意に決定される。

図 2.21, 図 2.22 および図 2.23 はそれぞれ線形変調領域, 台形波変調領域, 方形波電圧

## 第2章

### 低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計

領域で用いる制御系である。したがって、出力電圧の領域が遷移するタイミングで制御系の切り替えが必要になる。このような、制御系の切り替えは内部変数の取り扱いが難しく、システムとしての不安定化を引き起こす恐れや実装の複雑化を招く<sup>(80)(83)-(85)</sup>。そのため、制御系の切り替えが必要ない手法が提案されている。

図 2.24 に線形変調領域から非線形変調領域にかけて、制御系の切り替えが不要なトルク制御系のブロック図を示す<sup>(86)(87)</sup>。トルク指令から  $d$ ,  $q$  軸電流指令値を生成する。出力電圧指令値が電圧制限値に到達すると弱め磁束制御とするため、電流指令値を修正する。また、この制御系では空間ベクトル変調を利用するため、非線形変調領域では指令値と出力電圧の基本波振幅を一致させるための補正を行う<sup>(88)(89)</sup>。なお、電流制御器に実電流をそのままフィードバックするが、非干渉制御には実電流を使わないことで、低次高調波電流の影響を抑えているものと考えられる。ただし、この手法では空間ベクトル変調を用いることから汎用のインバータ駆動用マイコンを用いることができない。また、やはり低次高調波電流をそのままフィードバックする制御系であるため、低インダクタンスの永久磁石同期電動機では制御系の不安定化を招く恐れがある。

そこで、汎用のインバータ駆動用マイコンでも適用できる制御系とするため、三角波比較変調方式を用いること、低次高調波電流による不安定化を防ぐために対策を施すことを念頭に置いた電流制御系が提案されている。

図 2.25 に高調波電流推定器を有する電流制御系を示す<sup>(90)-(92)</sup>。この制御系では非線形変調領域においてインバータが出力する低次高調波電圧と永久磁石同期電動機の逆モデルから低次高調波電流を推定し、電流検出値から推定高調波電流を除いたものを電流制御系にフィードバックする手法である。電動機の逆モデルを構築する際に電流制御系のゲインと合わせて考慮しているため、定常状態だけでなく、過渡状態の電流応答の悪化を防ぐことができる。しかし、この制御系では方形波電圧領域での動作が考慮されておらず、三相変調方式における変調率 1.26 程度までの台形波変調領域での動作にとどまる。

ここまでで示した手法はベクトル制御に基づく制御系である。このほかにオープンループ制御に基づく制御系により線形変調領域から非線形変調領域まで切り替えなしで一つの制御系で駆動する手法がある。

図 2.26 にオープンループ制御に基づく速度制御系を示す<sup>(93)</sup>。オープンループ制御では

原理的に回転子の位置情報を使用しないため、インバータ出力電圧を基準とする $\gamma\delta$ 座標系を用いる。線形変調領域および台形波変調領域においてはV/f制御にて駆動する。また、永久磁石同期電動機を単なるオープンループ制御にて駆動した場合、負荷角の振動により、制御系が不安定になる。そこで、有効電流を電気角周波数指令にフィードバックすることで近似的に負荷角のフィードバックを実現し、制御系の安定化を図る。なお、この制御系では電流を負荷角の代わりとして、制御系の安定化に利用するだけである。したがって、低次高調波電流をそのままフィードバックしても問題ない。さらに設定する制御パラメータはハイパスフィルタのカットオフ周波数と安定化ゲインだけであるため、取り扱いが簡単という利点がある。

ここで、汎用のインバータ駆動用マイコンの動作について考える。マイコンに実装された制御系は、キャリアの山または谷のタイミングで処理を開始する。これは三角波キャリア比較において、キャリアの山または谷において電流をサンプリングすることで、キャリア周期中における電流の平均値を取得することができるためである。電流の平均値を取得できない場合、電流の検出値にオフセット成分が重畳することになり、制御系に悪影響を与える。このような理由から三角波と比較する変調波もキャリアの山または谷のタイミングで更新される。マイコンのこのような動作の仕方はキャリア周波数がインバータ出力電圧の周波数に対して十分大きいことを前提としている。しかし、インバータ出力電圧の周波数がキャリア周波数に近づくにつれて問題となる。

図 2.27 にマイコンを使用した場合における、方形波電圧駆動時の理想スイッチング信号と実際のスイッチング信号の概念図を示す。本来であれば方形波であるため、180度ごとにスイッチングすべきであるが、マイコンを使用した場合、出力されるスイッチング信号は三角波キャリアの山でのみ更新される。したがって、実際のスイッチング信号は180度ごとにスイッチングする方形波とはならない。理想的な方形波電圧による駆動ができない場合、電動機を流れる電流にアンバランスが生じることになり、トルクの脈動を招く。

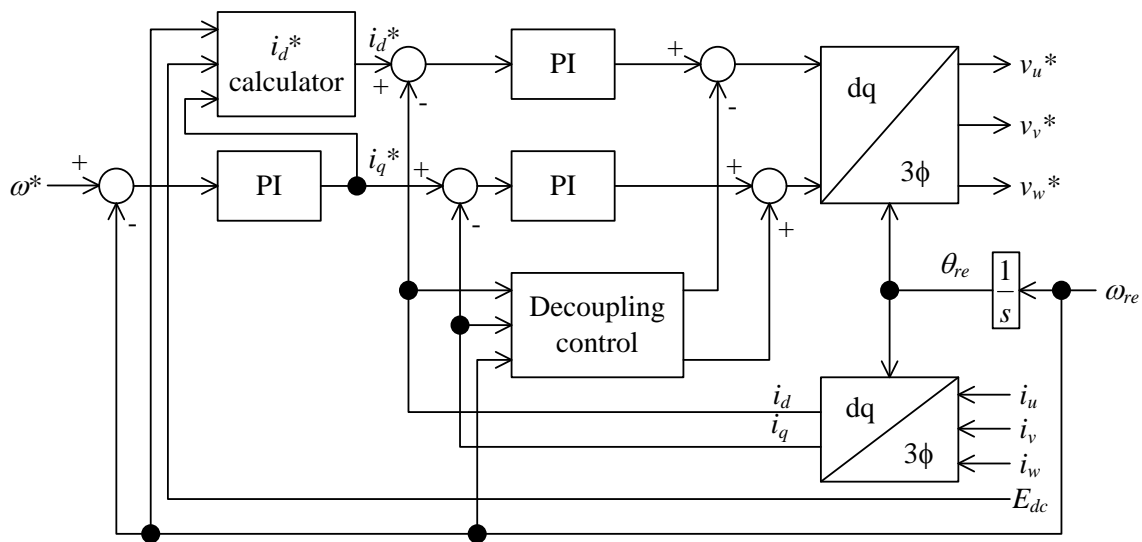


図 2.21 ベクトル制御に基づく速度制御系のブロック図

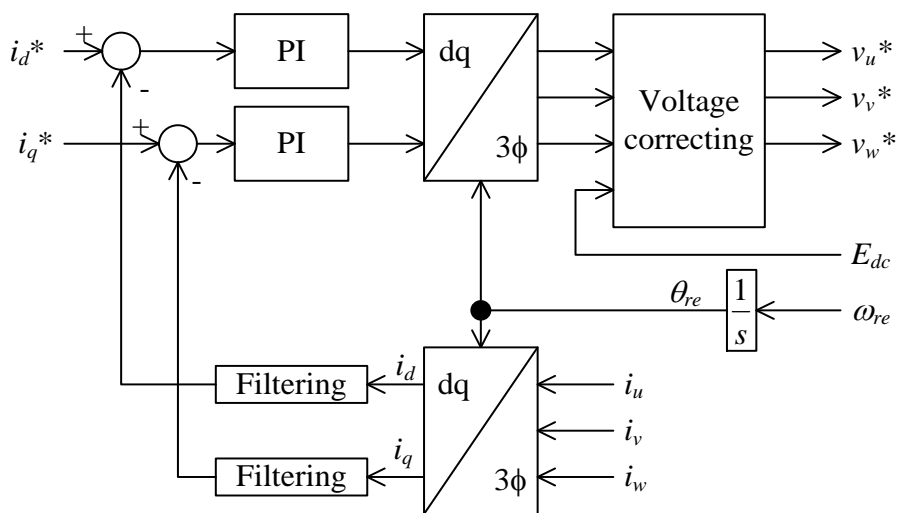


図 2.22 高調波電流をフィルタにより除去する電流制御系



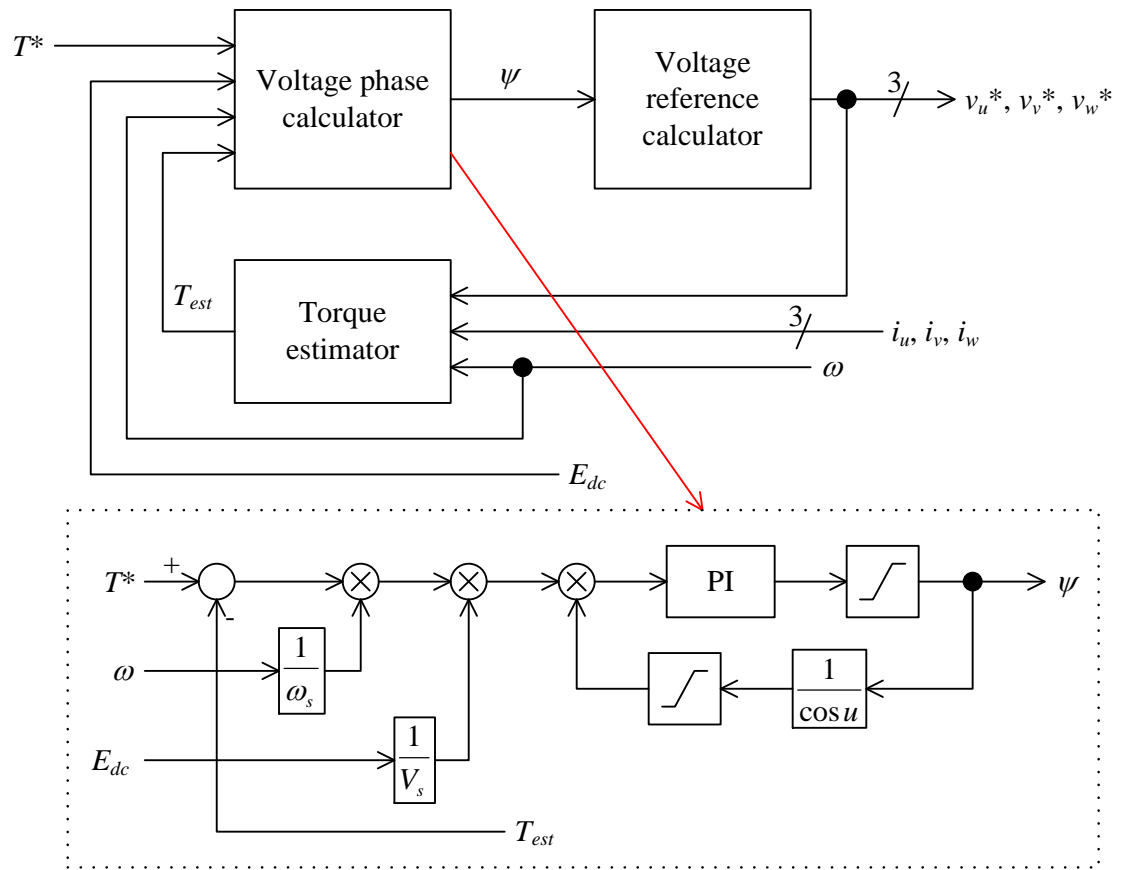


図 2.23 電圧位相制御のブロック図

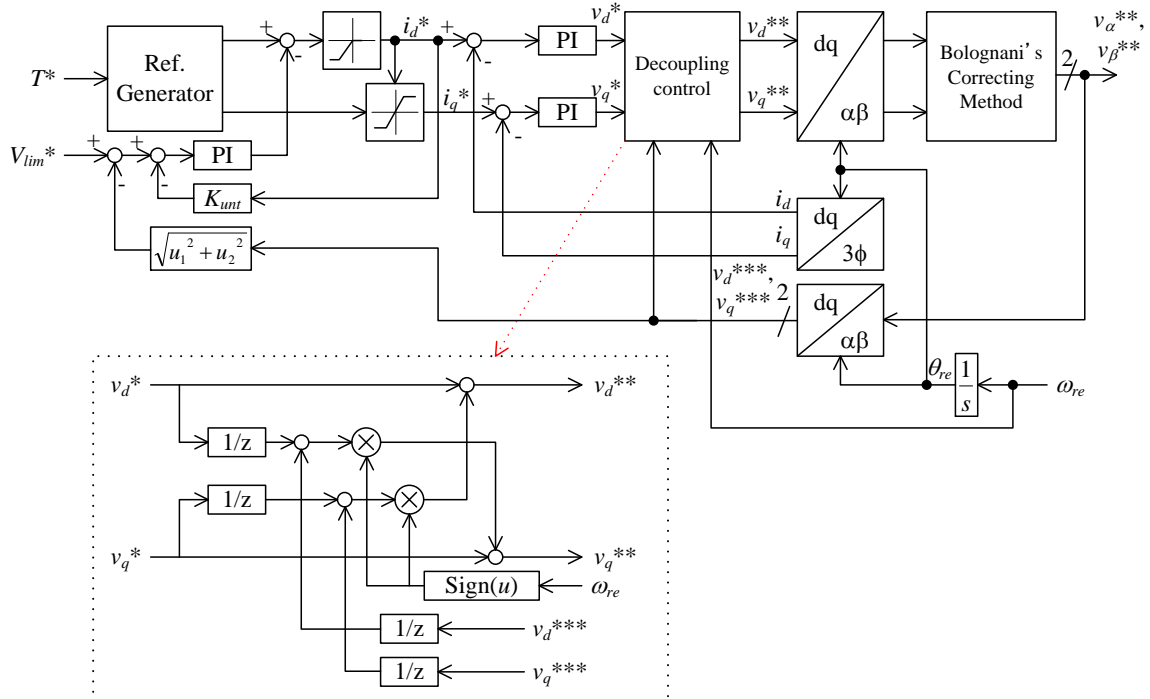


図 2.24 空間ベクトル変調に基づく電流制御系

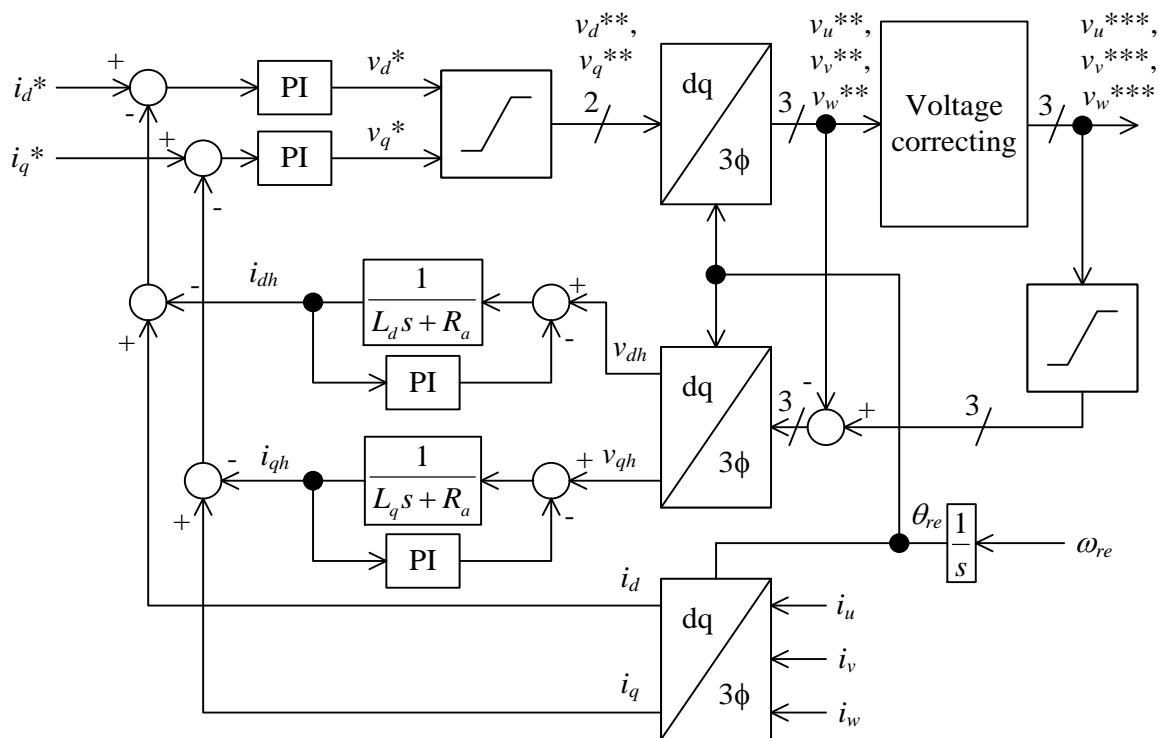


図 2.25 高調波電流推定器を付加した電流制御系

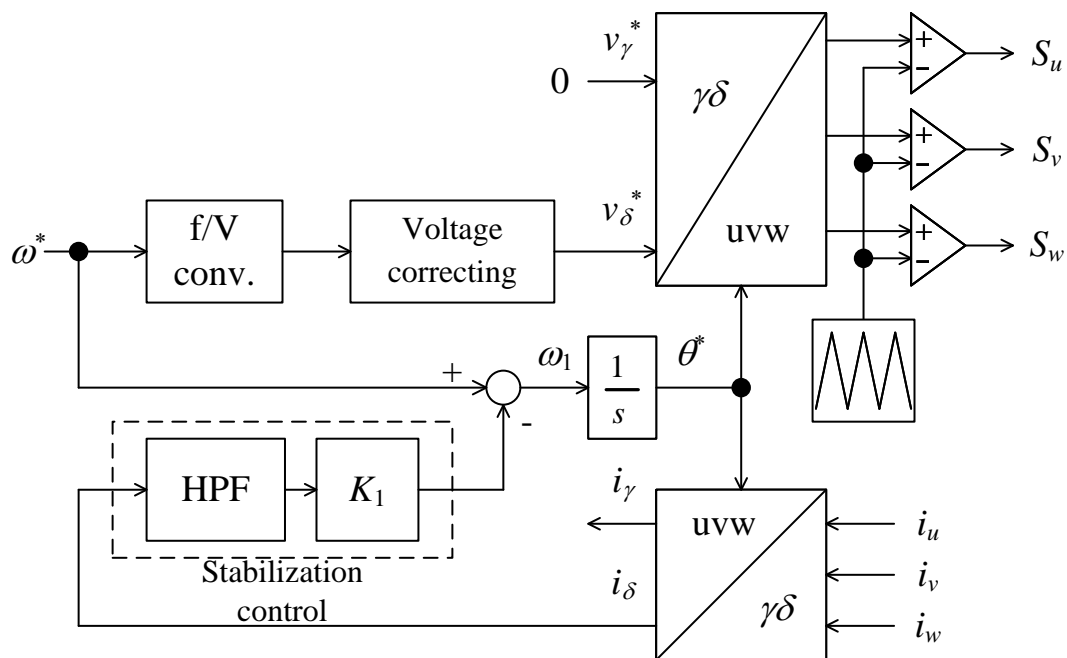


図 2.26 オープンループ制御に基づく速度制御系

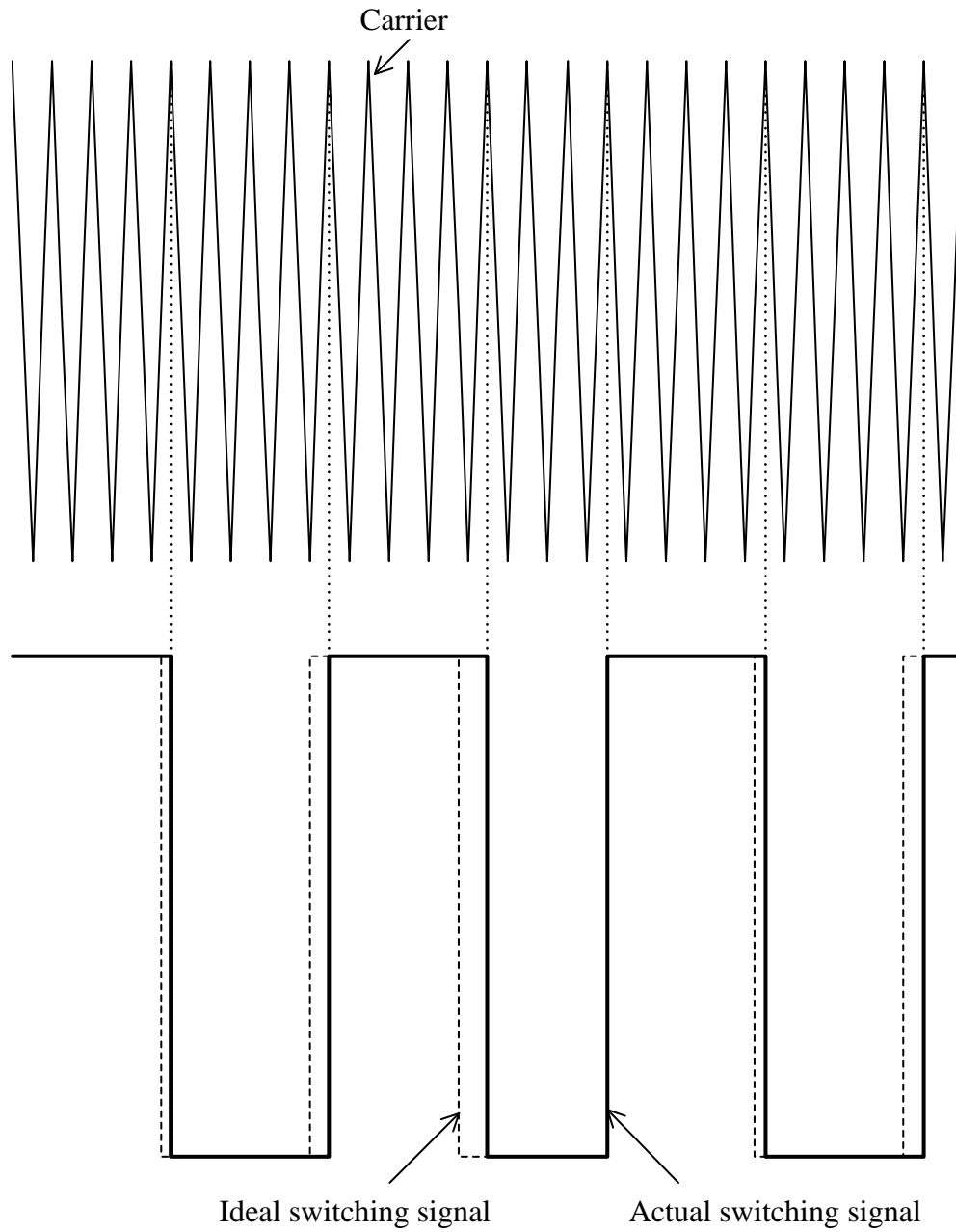


図 2.27 方形波電圧駆動時の理想スイッチング信号と実際のスイッチング信号

#### 2.4.3 非線形変調の利用に伴う問題点

非線形変調の利用により、電圧利用率を最大限にすることができるようになるため、インバータの損失低減、ひいてはシステムの消費電力量の低減につながる。ただし、非線形変調では電圧に低次高調波成分が含まれるため、この変調方式を利用するには制御方式に工夫が必要である。特にベクトル制御を利用する速度制御においては、フィードバック電流に低次高調波成分が含まれ、制御応答に悪影響を与える。これを考慮するために、制御系の構築が複雑なものとなる。したがって、簡易設計の観点からは、オープンループ制御に基づく手法が適切であると考えられる。この手法は安価な制御器にも実装できる手法であり、制御器の設計が容易であることが利点である。しかし、安価な制御器において非線形変調を利用すると、最大電圧出力時（方形波電圧出力時）にトルク脈動が発生するという問題が生じる。したがって、簡易設計を実現するには、この問題を解決することが求められる。

## 2.5 速度の関数を用いた電動機駆動システムの簡易設計

図 2.28 に低消費電力量化を目的としたシステムの簡易設計における要求を示す。以下、各々の要求に対して、それを実現するためのアプローチ方法について述べる。

### (a) 消費電力量による評価を前提とした鉄損計算への要求

鉄損計算において、有限要素法を用いた場合、モデルの構築は簡単に行えるものの、計算に要する時間が長くなる。消費電力量により評価する場合、動作点の分だけ鉄損を求める必要がある。したがって、計算に時間を要する有限要素法の適用は適切ではない。そこで、鉄損計算が短時間で行えるパーミアンス法が有力な手段であると考えられる。しかし、従来のパーミアンス法による計算においては、回転子の影響を考慮するためにギャップの磁気抵抗部の結線を変化させる、磁気抵抗の大きさを回転子の位置に合わせて変化させる、といった手法が用いられてきた。これらの手法はモデルの構築を複雑なものとする。よって、鉄損計算にはパーミアンス法の計算時間の短さを活かしつつも、モデル構築の複雑さをなくすことが求められる。

永久磁石同期電動機の場合、固定子からは磁石による起磁力が回転により変化して見える。起磁力の変化は回転速度により表すことができる。したがって、起磁力を速度の関数として表し、これを新たな回路素子とすることで、パーミアンス法モデルの単純化を図ることができる。

### (b) 消費電力量の評価に対する要求

消費電力量による評価事例が少ないことから、評価手法について体系的にまとめられていない。したがって、評価手法の確立が求められる。まず、定格出力や最大出力といった代表的な動作点においての効率を用いて消費電力量を評価する場合、実際のシステムにおける電動機の動作領域が代表的な動作点から大きく離れる場合（主に軽負荷領域で動作する場合）、評価した消費電力量と実際の消費電力量が大きく異なるという問題が生じる。これは動作点によって効率が異なるためである。極端な例ではあるが、実際にプロトタイプを製作し、消費電力量を測定することができれば、正確な消費電力量で評価することができる。しかし、プロトタイプの製作に大幅な時間と費用がかかるため、現実的な方法では

## 第2章

### 低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計

---

ない。そこで、計算により実際の動作点を考慮した消費電力量の導出およびこの手法による評価が必要となる。

この手法を実現しようとする場合、電動機の動作点ごとに電動機損失および変換器損失を求め、負荷電力と合算し、時間積分をするというやり方が考えられる。ただし、電気自動車や電力補償装置としてのフライホイールといったアプリケーションでは動作点が複雑に変化することで、計算しなければいけない損失が多数存在、場合によっては無数に存在することがある。したがって、素直に動作点に応じた損失計算を行うと、評価に要する時間が膨大になり、最適な設計が行えない恐れがある。よって、消費電力量の評価に関しては正確に消費電力量を求めることと、短時間で簡単に求められることが要求される。

ここで、システムにおいて発生する損失またはシステム効率は速度によって変化しているものと考えることができる。また、動作点の変化は主に可変速駆動により生じる。そこで、システム効率を速度の関数として表し、動作点の変化に応じて、この関数から消費電力量を求める。一旦関数として表されれば、何度も損失計算を行う必要がなくなり、評価を短時間で行うことができるようになる。

#### (c) 変調方式に着目した低消費電力量化手法に対する要求

線形変調方式においてはインバータ出力電圧に低次高調波成分が含まれないため、簡単な速度制御法を適用することができる。一方で非線形変調方式の適用により、電圧に低次高調波成分が含まれるようになると、一般的な制御系では対応できなくなる。したがって、異なる制御法を導入する必要がある。非線形変調の利用を実現するために従来用いられてきた手法は制御系が複雑になることがあり、安価な制御器では実現できないような手法であった。システムの簡易設計を実現するには簡単な制御系でありながら非線形変調を利用できることが求められる。そこで、オープンループ制御に基づく速度制御法が適していると考えられる。この手法は制御系が非常に簡単であり、なおかつ安価な制御器に実装できるという利点がある。ただし、方形波電圧出力時にトルク脈動が発生するという問題があった。したがって、簡易的にトルク脈動を低減する手法も求められることになる。

トルク脈動は、その大きさや周波数が速度によって異なるという特徴がある。そこで速度によって伝達関数が増減するフィルタ（可変フィルタ）を用いて、脈動成分を電流から

抽出し、フィードバック制御を行うことで、トルク脈動を抑制できると考えられる。これにより、簡易的な速度制御でありながら、非線形変調をインバータに適用できるようになる。

図 2.29 に速度の関数を用いた簡易設計の実現法を示す。パーミアンス法を用いた鉄損計算において、ギャップ磁束の変化を考慮することによるモデルの複雑化という問題に対しては、速度の関数である起磁力関数によりギャップ磁束の変化を表現することによって単純化を図る。また、消費電力量の評価において、電動機の動作点が変わることによる評価の煩雑化に対しては、効率を速度の関数として表した効率関数を用いることにより単純化する。さらに、非線形変調領域を利用するにあたって、安価な制御器を用いることで増加するトルク脈動の問題に対しては、フィードバックされる脈動成分を速度の関数で表した可変フィルタを用いることで除去し、解決を図る。

第2章  
低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計

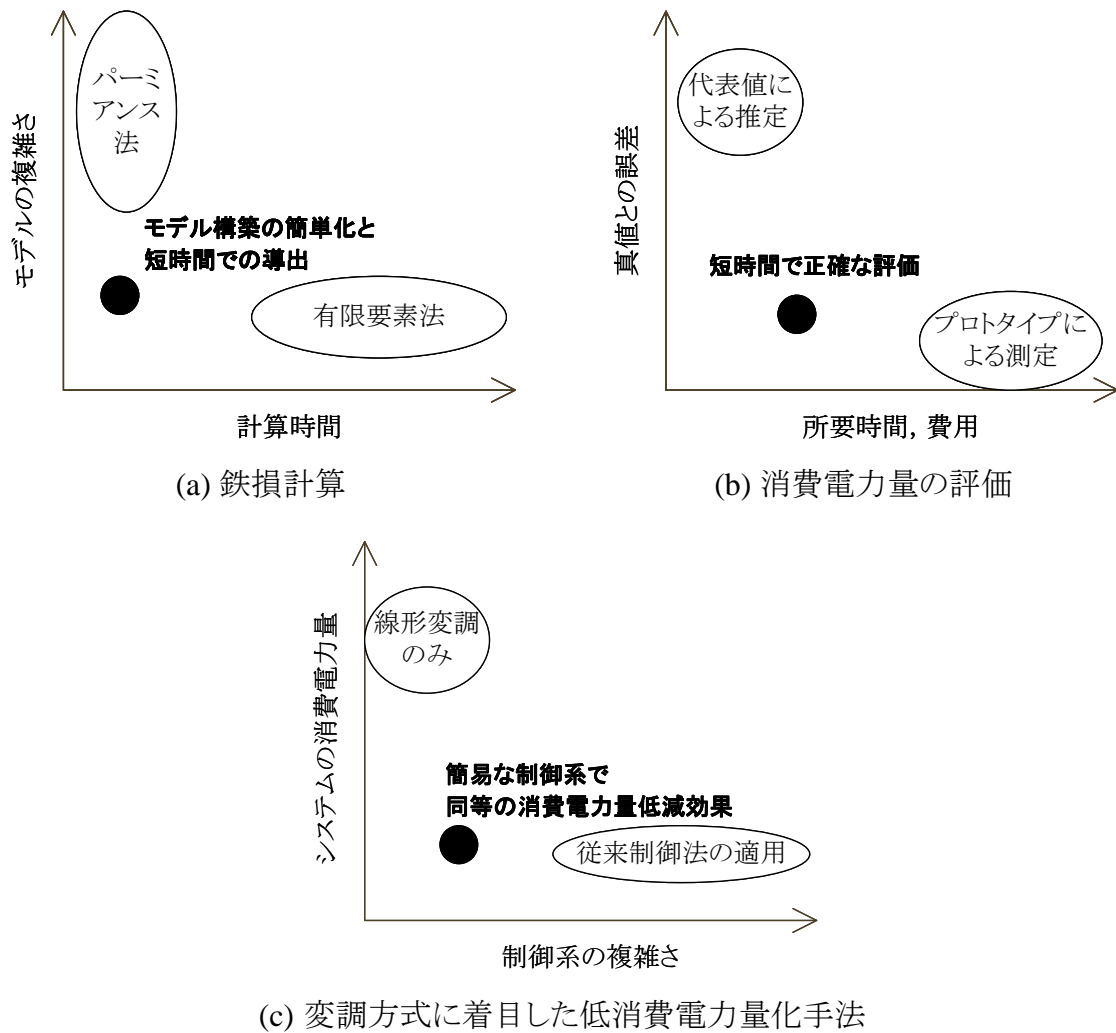


図 2.28 簡易設計に必要な項目に対する要求

速度の関数を用いた簡易設計		
<p>起磁力関数 <math>F(\omega, w)</math></p>	<p>効率関数 <math>\eta(\omega, T)</math></p>	<p>可変フィルタ <math>G(\omega^*, \omega)</math></p>
<p>鉄損計算(パーミアンス法) モデルの簡単化</p>	<p>消費電力量の評価</p>	<p>非線形変調における 制御の簡単化</p>

図 2.29 提案する速度の関数を用いた簡易設計とその効果



## 2.6 本研究の位置付け

本節では前節にて提案した速度の関数を用いた簡易設計の位置付けを示す。

図 2.30 に簡易設計に必要となる要素と本研究の位置付けを示す。簡易設計の実現には、手法の簡単化、評価の精度、消費電力量低減効果が必要となる。これに対し、3 章で提案する速度の関数である起磁力関数を用いたモデルの簡単化は従来のパーミアンス法に対してモデル構築を簡単にすることができる。また、鉄損の計算結果は有限要素法や実験結果との比較により妥当なものであることを示す。4 章で提案する効率関数を用いた消費電力量の評価方法は実験結果との比較により妥当性を示す。また、マルチレベル化による消費電力量の低減効果を評価する。5 章では非線形変調の利用による低消費電力量化を実現するため、速度の関数である可変フィルタを利用した簡易速度制御を提案する。さらに3 章、4 章で述べる評価手法を利用して、消費電力量の低減効果を明らかにする。

このように、本研究により簡単さ、正確さ、そして消費電力量低減効果を兼ね備えた簡易設計を確立することができる。この簡易設計法の確立により、従来困難であったアプリケーションの動作を十分に考慮した低消費電力量化システムの最適設計が可能となる。

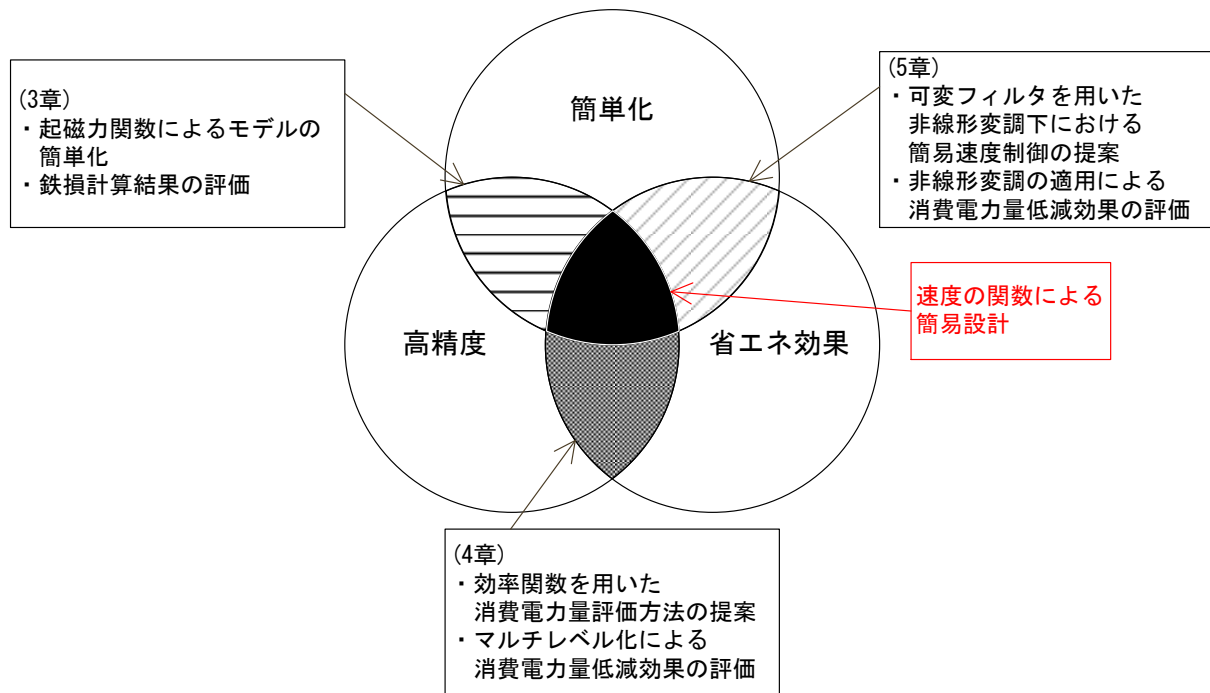


図 2.30 簡易設計に必要な要素と本研究の位置付け

## 2.7 緒言

本章では、低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの簡易設計について検討した。消費電力量の簡易的な評価方法や低消費電力量化手法に関して、以下の結論を得た。

1. 消費電力量の評価には変換器損失と電動機損失を求めることが必要である。変換器損失は定式化されており、比較的容易に求めることができる。電動機損失に関しては、銅損は変換器損失と同様に容易に求められるが、鉄損は鉄心中の磁束の複雑な変化により、式を用いた導出が困難である。鉄損を簡易的に求めるには、パーミアンス法が有効であるが、ギャップの磁束分布を考慮する必要がある。従来のパーミアンス法では回転子位置により結線の切り替えや磁気抵抗値を変化させることで対処していたが、モデルが複雑化するという問題がある。
2. 消費電力量を求めるには負荷電力と損失の総和を時間積分することになるが、動作点が複雑に変化するアプリケーションにおいては、動作点ごとに損失を求めて、消費電力量の計算を行うというやり方は評価の長時間化につながるという問題がある。
3. 電動機を駆動する電力変換器の中で最も代表的なインバータに着目すると、マルチレベル化により、システムの低消費電力量化を実現できると考えられる。しかし、2レベルインバータを適用したシステムに比べてどれほど消費電力量を低減できているか、より消費電力量の低減効果が表れる駆動条件というのが不明確である。
4. インバータの非線形変調領域を利用することで、スイッチング損を低減できることから、低消費電力量化が期待できる。ただし、非線形変調領域における電動機の制御では、線形変調領域と異なる制御系を適用する場合は制御系の切り替えが必要になり、システムの複雑化を招くという問題がある。また、ワンチップマイコン単体では実現できないような制御法や低次高調波電流への対処が必要なことから、システムの設計や開発に要する時間が長くなるという問題がある。特に方形波電圧駆動時において、制御周波数と出力周波数が近づくと、電圧指令値と実際の電圧との誤差が無視できなくなるほど大きくなり、トルク脈動を引き起こすという問題がある。
5. 提案する速度の関数を用いた簡易設計により、簡単で正確に消費電力量低減効果を持つシステムの設計が可能となる。

## 第3章

# 起磁力関数を用いたパーミアンス法による電動機鉄損の簡易計算法

### 3.1 緒言

低消費電力量となる電動機駆動システムを設計するうえで、消費電力量の評価は不可欠である。消費電力量の評価には変換器損失および電動機損失の導出が必要である。変換器損失は様々な電力変換器で定式化されており、比較的導出は容易である。電動機の銅損に関しても簡単な式で導出可能である。一方で電動機の鉄損は鉄心中の磁束の変化により発生する損失であり、計算により導出することが難しい。

鉄損の導出には鉄心中の磁束密度を求める必要がある。磁束密度を求めるために従来より用いられる手法として、有限要素法、パーミアンス法が挙げられる。有限要素法は比較的精度よく磁束密度を求めることができるが、解析に時間を要する。対して、パーミアンス法は電動機を1次元の磁気回路として扱うため、精度は有限要素法よりも劣るが、計算時間が短く済む。したがって、消費電力量を簡易的に評価するにあたっては、解析に時間のかかる有限要素法よりもパーミアンス法の方が適しているといえる。ただし、従来の鉄損計算を目的としたパーミアンス法はモデルが複雑であり、構築に時間がかかるという問題がある。

そこで、本章ではモデルの構築を簡単に行えるパーミアンス法モデルを提案する。提案法には回転子と静止している固定子を分けて考えるという特徴がある。回転子のパーミア

### 第3章

#### 起磁力関数を用いたパーミアンス法による電動機鉄損の簡易計算法

---

ンス法モデルを用いてギャップ中の磁束分布を考慮するための速度により表現される起磁力関数のパラメータを導出する。続いて、起磁力関数を固定子のパーミアンス法モデルに適用する。これにより、起磁力関数を交流電圧源に、一定値の磁気抵抗は電気抵抗に置き換えることが可能となり、電気回路シミュレータを用いることができる。また、抵抗値は一定値であることから材料の透磁率とサイズから、簡単な数式により求めることが可能である。そのため、電動機の形状が変化しても、磁気抵抗の大きさが変わるだけであり、極数やスロット数が変化した場合でも、起磁力関数を変化させるだけで磁束密度の違いに対応できるため、同じ磁気等価回路を使用できるという利点がある。

なお、提案手法による評価対象として、本章では誘導電動機よりも構造に自由度があり、高効率に駆動することができる永久磁石同期電動機に着目する。また、巻線構造に着目すると、銅損を小さくすることができる集中巻という手法がある。集中巻は誘導電動機などでも用いられる分布巻と呼ばれる手法よりも巻線長を短くできるため、巻線抵抗が小さくなり、電動機自体の小型化も可能となる。このような特徴から、集中巻永久磁石同期電動機は家電や産業機器で幅広く適用されていることから、消費電力量の評価対象としての重要度は高い。

本章では、はじめに評価対象である永久磁石同期電動機の構造について述べる。続いて、提案するパーミアンス法モデルについて説明し、鉄損計算に必要な磁束密度の時間変化を求める手法を述べる。続いて、永久磁石同期電動機の鉄損を計算し、有限要素法および実験結果と比較する。最後に電動機のパラメータを変化させた場合において、銅損を含む電動機損失を計算し、提案手法の妥当性を検証する。

## 3.2 永久磁石同期電動機の構造

永久磁石同期電動機は固定子巻線に電流を流すことにより発生する回転磁界に回転子の永久磁石が引き寄せられることで回転する電動機である。そのため、固定子の回転速度は回転磁界の速度と一致する。電動機としての特性は回転子と固定子巻線の構造で大きく変わる。

図 3.1 に永久磁石同期電動機の代表的な回転子構造（4 極）を示す。永久磁石が回転子表面に露出しているものを表面磁石型、固定子内部に埋め込まれているものを埋込磁石型と呼ぶことが多い<sup>(13)</sup>。表面磁石型は多くの場合、 $d$  軸インダクタンスと  $q$  軸インダクタンスが等しく、非突極性を示す。そのため、コギングトルクが小さく、制御性に優れるため、サーボ用途によく利用される<sup>(94)</sup>。ただし、永久磁石を円弧状に成型する必要があるためコストが高くなるほか、永久磁石を接着剤で張り付けている場合は高速回転による剥離の恐れがある。高速回転に対応するためにステンレス（SUS）管による保護を施す場合もあるが、ギャップが大きくなることによる低出力化や SUS 管での鉄損増加という問題がある<sup>(95)</sup>。一方、埋込磁石型は  $d$  軸インダクタンスが  $q$  軸インダクタンスよりも小さくなる突極性を示す。このため、永久磁石に起因するトルク（マグネットトルク）だけでなく、突極性により生じるリラクタンストルクを利用できるため、高出力化を実現できる<sup>(96)</sup>。また、棒状の永久磁石を埋め込む構造であるため、表面磁石型よりも低コストで製造できることから、家電や自動車、産業機器で広く利用されている。なお、埋込磁石型の場合、漏れ磁束（固定子に流入しない磁束）を減らすため、フラックスバリアと呼ばれる空気スロットを設けることが多い。フラックスバリアは漏れ磁束を減らすだけでなく、ギャップ（固定子と回転子の間の空隙）の磁束の空間分布を変えることもできるため、コギングトルクの低減やトルクリプルの低減といった目的で、設計の対象となることがある。

図 3.2 に永久磁石同期電動機の代表的な固定子巻線構造を示す。分布巻は複数のティース（歯部）に巻線をまたがって巻く構造である。ギャップの磁束の空間分布が正弦波状になるため、制御性に優れる。しかし、コイルエンドが大きくなるため、小型化が難しく、巻線抵抗が大きくなる。このような特徴から、サーボ用やトルクリプルを小さくしたい用途に使われることが多い。集中巻は一つのティースに巻線を巻き付ける構造である。分布巻よりもギャップの磁束分布がひずむため、トルクリプルが大きくなり、騒音や振動が大

### 第3章

#### 起磁力関数を用いたパーミアンス法による電動機鉄損の簡易計算法

きくなることや高調波磁束による鉄損が増加するという欠点を持つ。利点は分布巻に対して、コイルエンドを小さくできるため、小型化が容易であり、巻線長も短くなるため巻線抵抗を小さくできる点である。このような特徴から、家電用途や発電機として使用されることが多い。

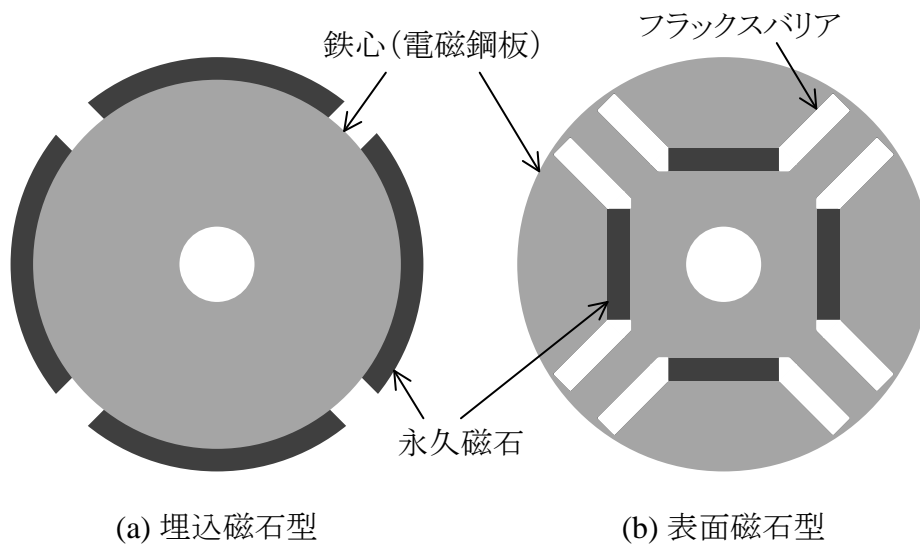


図 3.1 永久磁石同期電動機の代表的な回転子構造

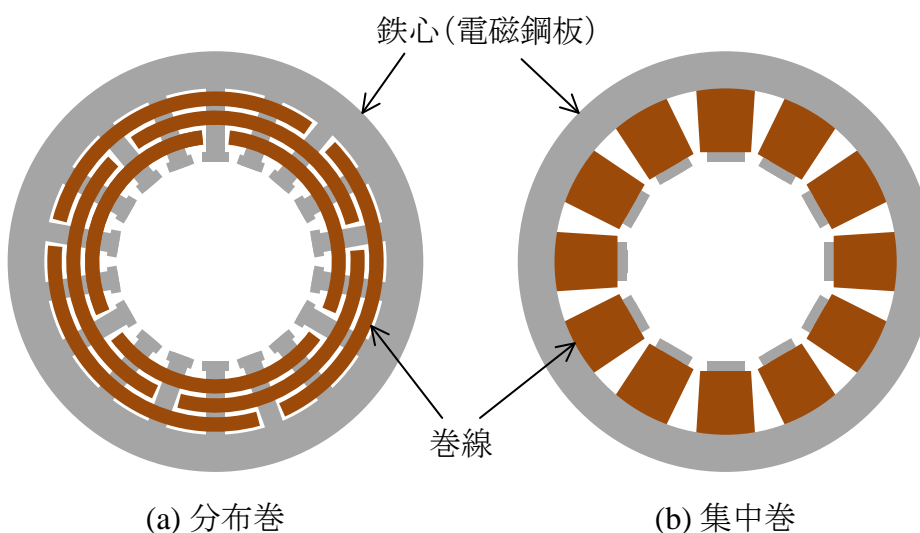


図 3.2 永久磁石同期電動機の代表的な固定子巻線構造

### 3.3 提案磁気等価回路

従来から使われる誘起電圧やインダクタンスの導出を目的としたパーミアンス法では、磁気回路を等価的な直流電気回路に置き換える。しかし、鉄損計算のためには磁束密度の時間変化を求める必要がある。そのため、直流回路で表現される従来のパーミアンス法をそのまま使うことはできない。また、回転子が回転し、ギャップの磁気抵抗が変化するため、回転子と固定子を合わせて一つの回路で表現すると、2章で述べた通り複雑になる。そこで、固定子から見て回転子全体を交流起磁力源とみなすことで、回転子と固定子の磁気等価回路を分けて扱い、簡単に磁束密度の時間変化を導出する方法を提案する。

図 3.3 に使用する永久磁石同期電動機の解析モデルを、表 3.1 にパラメータを示す。使用する電動機は、集中巻であり、平行に着磁されたネオジム磁石が埋め込まれている。また、周期角度は 60 度である。

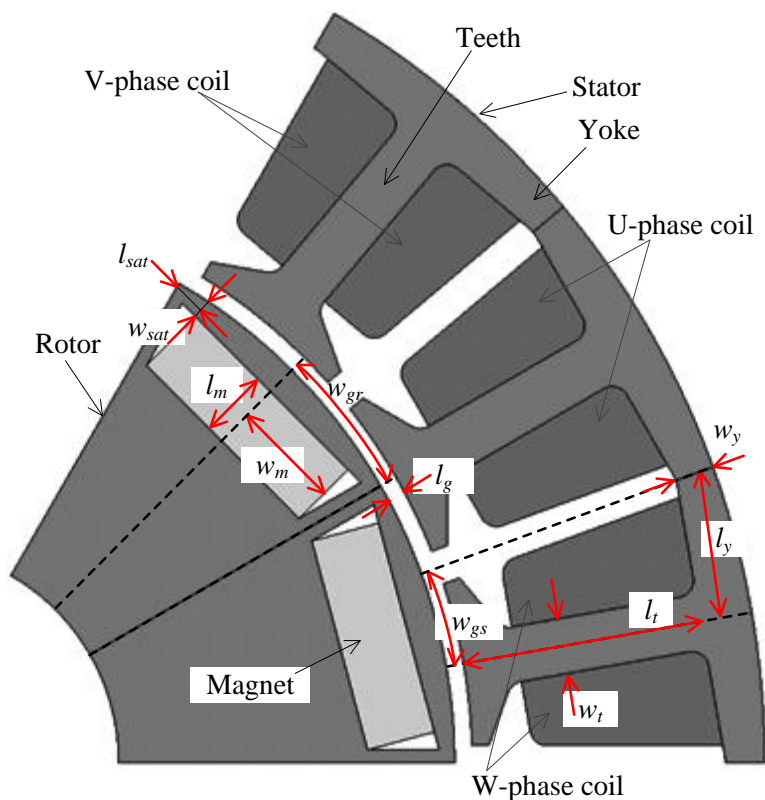


図 3.3 集中巻永久磁石同期電動機の解析モデル

表 3.1 集中巻永久磁石同期電動機のパラメータ

Core	35H300 / Nippon Steel
Magnet	NMX-41SH / Hitachi Steel
Number of poles	12
Number of slots	18
Coil turns per teeth	11
Outer diameter of stator	100 mm
Inner diameter of stator	66 mm
Outer diameter of rotor	64 mm
Inner diameter of rotor	25 mm
Air gap length	1 mm
Iron stack length	50 mm
Magnet dimensions	12.5 mm×25 mm×4 mm

### 3.3.1 回転子磁気等価回路

図 3.4 に回転子の磁気等価回路を示す。ここでは、機械角 30 度の領域を対称とみなし、等価回路を 1 極の半分の領域で構成する。磁石、ギャップの磁気抵抗  $R_m$ ,  $R_{gr}$  はそれぞれ (3.1), (3.2)式で与えられる。

$$R_m = \frac{l_m}{\mu_0 \mu_m w_m L} \dots\dots\dots(3.1)$$

$$R_{gr} = \frac{l_g}{\mu_0 w_{gr} L} \dots\dots\dots(3.2)$$

$\mu_0$ は真空の透磁率,  $\mu_m$ は磁石のリコイル比透磁率,  $L$ は軸方向の長さ,  $l_m$ は磁石の長さ,  $w_m$ は磁石の幅,  $l_g$ はギャップの長さ,  $w_{gr}$ は回転子磁気等価回路におけるギャップの幅である。注意すべき点は、磁石の幅  $w_m$ は実際の幅の半分, ギャップの幅  $w_{gr}$ はギャップ部円周のうち 1 極の半分の領域に該当する部分の長さになるところである。また、永久磁石と回転子外径の間は狭小であるため、磁気飽和が発生することが想定される。したがって、狭



小部の磁気抵抗  $R_{sat}$  は飽和を考慮する必要があり, (3.3)式となる。

$$R_{sat} = \frac{l_{sat}}{\mu_0 \mu_s w_{sat} L} \dots\dots\dots (3.3)$$

$l_{sat}$  は狭小部の長さ,  $w_{sat}$  は狭小部の幅,  $\mu_s$  は電磁鋼板または真空の比透磁率である。磁気抵抗  $R_{sat}$  では流れる磁束の大きさをもとに, 磁気飽和状態であるか否か判断する。非飽和の場合は比透磁率  $\mu_s$  を電磁鋼板のカタログ値とし, 飽和する場合は  $\mu_s$  を 1 とする。なお, 回転子鉄心の磁気抵抗は永久磁石の磁気抵抗  $R_m$ , ギャップの磁気抵抗  $R_{gr}$  に対して十分に小さいため, 無視する。

永久磁石による起磁力  $F_m$  は(3.4)式で表される。

$$F_m = H_e l_m \dots\dots\dots (3.4)$$

$H_e$  は磁石の保磁力である。図 3.4 と以上の計算により, ギャップに発生する磁束の基本波成分を求めることができる。

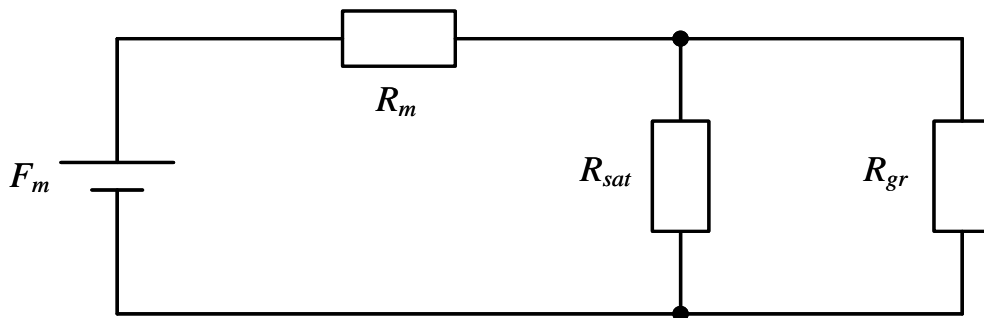


図 3.4 回転子の磁気等価回路

### 3.3.2 固定子磁気等価回路

図 3.5 に固定子の等価回路を示す。ティースとヨークの磁気抵抗  $R_t$ ,  $R_y$  は磁気飽和の影響を考慮し、それぞれ(3.5), (3.6)式で与えられる。

$$R_t = \frac{l_t}{\mu_0 \mu_s w_t L} \dots\dots\dots(3.5)$$

$$R_y = \frac{l_y}{\mu_0 \mu_s w_y L} \dots\dots\dots(3.6)$$

$l_t$  はティースの長さ,  $w_t$  はティースの幅,  $l_y$  はヨークの長さ,  $w_y$  はヨークの幅である。(3.3)式と同様に抵抗に流れる瞬時磁束の大きさによって、比透磁率  $\mu_s$  の大きさを変えることで非飽和、飽和状態を切り替える。また、固定子磁気等価回路における、ギャップの磁気抵抗  $R_{gs}$  は(3.7)式で与えられる。

$$R_{gs} = \frac{l_g}{\mu_0 w_{gs} L} \dots\dots\dots(3.7)$$

$w_{gs}$  は固定子磁気等価回路におけるギャップの幅であり、ギャップ部円周のうち1ティースの半分の領域に該当する部分の長さとなる。

コイルに流れる交流電流  $i$  による起磁力  $F_i$  は(3.8)式で与えられる。

$$F_i = Ni \dots\dots\dots(3.8)$$

$N$  はティースごとの巻線ターン数である。また、ギャップ間磁束を発生させる要素として起磁力関数  $F_g$  を置く。これにより、回転子の速度の影響を考慮することができる。

図 3.6 に起磁力関数  $F_g$  の波形を示す。磁石の配置から  $F_g$  は台形波と仮定する。起磁力の基本波は回転子磁気等価回路から導出したギャップ間磁束を発生させる値、角周波数は電気角周波数とし、磁石の幅とティース先端部の幅の比率から波形を決定する。なお、起磁力の位相  $\phi_g$  はティース先端部の位置から決定し、(3.9)式で与えられる。

$$\phi_g = \omega t + \frac{2\pi}{\theta_p} \theta_t \dots\dots\dots(3.9)$$

$\omega$  は電気角周波数,  $\theta_t$  はティース先端部の位置 (機械角),  $\theta_p$  は周期角度 (機械角) である。

図 3.7 に起磁力関数  $F_{gu1}$ ,  $F_{gu2}$  と電流による起磁力  $F_{iu}$  の関係を示す。図 3.3 において、U相コイルの軸となるティースの位置を基準とし、U相コイルの軸となるティースは0度、

V相コイルの軸となるティースは-120度、W相コイルの軸となるティースは120度（いずれも電気角）とすると、図3.6における起磁力関数 $F_{gu1}$ 、 $F_{gu2}$ の位相は(3.9)式より、それぞれ(3.10)、(3.11)式となる。

$$\phi_{gu1} = \omega t - 2\pi \frac{25}{360} \dots\dots\dots(3.10)$$

$$\phi_{gu2} = \omega t + 2\pi \frac{25}{360} \dots\dots\dots(3.11)$$

したがって、起磁力関数 $F_{gu1}$ 、 $F_{gu2}$ により、U相コイルの軸となるティースに磁束 $\Phi_u$ が流れる。特に無負荷時においてはU相の永久磁石による電機子鎖交磁束 $\Phi_{fu}$ と等しくなり、(3.12)式で表される。

$$\Phi_u = \Phi_{fu} = \Phi_f \cos \omega t \dots\dots\dots(3.12)$$

$\Phi_f$ は電機子鎖交磁束の最大値である。ここで、(3.12)式よりU相の誘起電圧 $e_u$ を求めると(3.13)式となる。

$$e_u = \frac{d\Phi_{fu}}{dt} = -\omega \Phi_f \sin \omega t = \omega \Phi_f \cos \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right) \dots\dots\dots(3.13)$$

したがって、U相コイルに流れる電流 $i$ はU相誘起電圧 $e_u$ を基準にすると、(3.14)式となる。

$$i_u = I_m \cos \left( \omega t + \beta + \frac{\pi}{2} \right) \dots\dots\dots(3.14)$$

ここで、 $I_m$ は電流振幅、 $\beta$ は電流位相である。

以上のように、回転子磁気等価回路、固定子磁気等価回路は磁気回路と電気回路の双対性から、ともに等価的な電気回路とみなすことができる。したがって、電気回路用解析シミュレータによりシミュレーションを行い、得られた電流を磁束に換算することで、簡単にティースやヨークの磁束密度を計算でき、固定子鉄心の鉄損計算が可能となる。

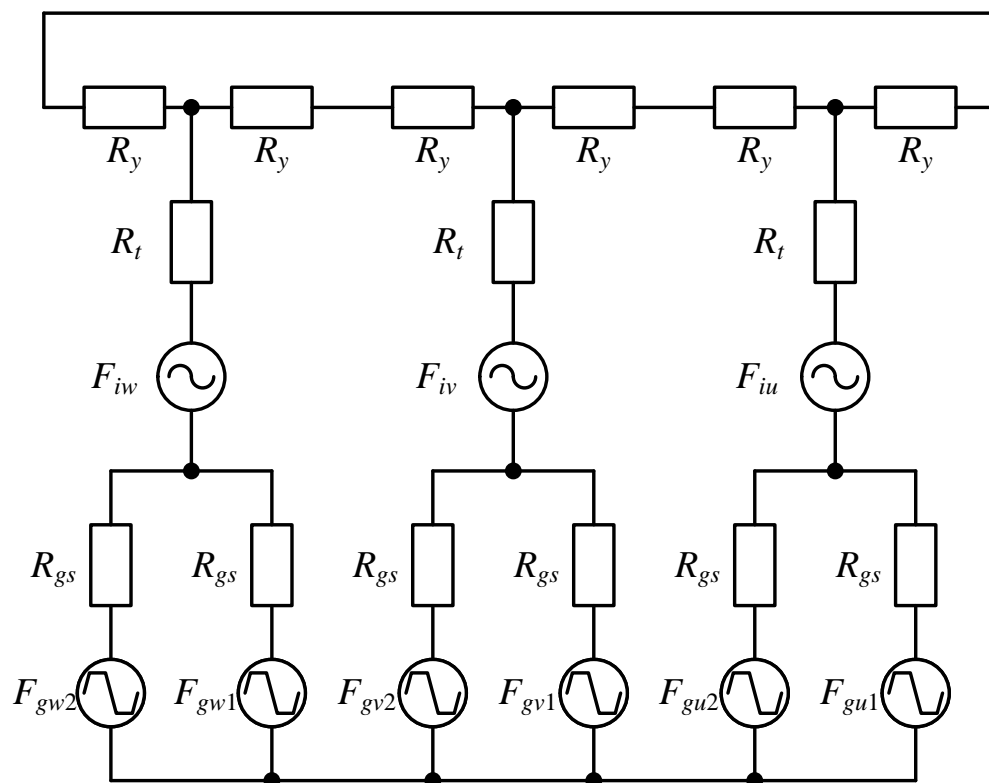


図 3.5 固定子の磁気等価回路

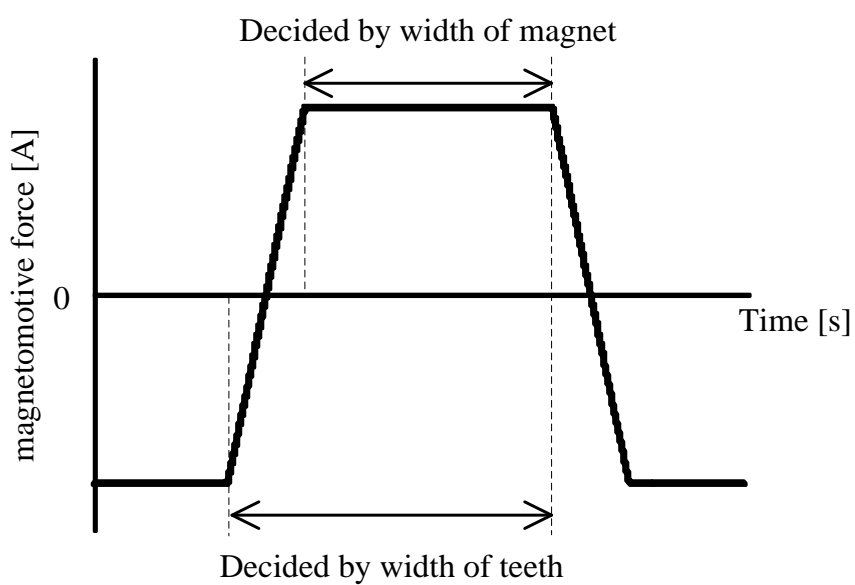


図 3.6 起磁力関数の波形

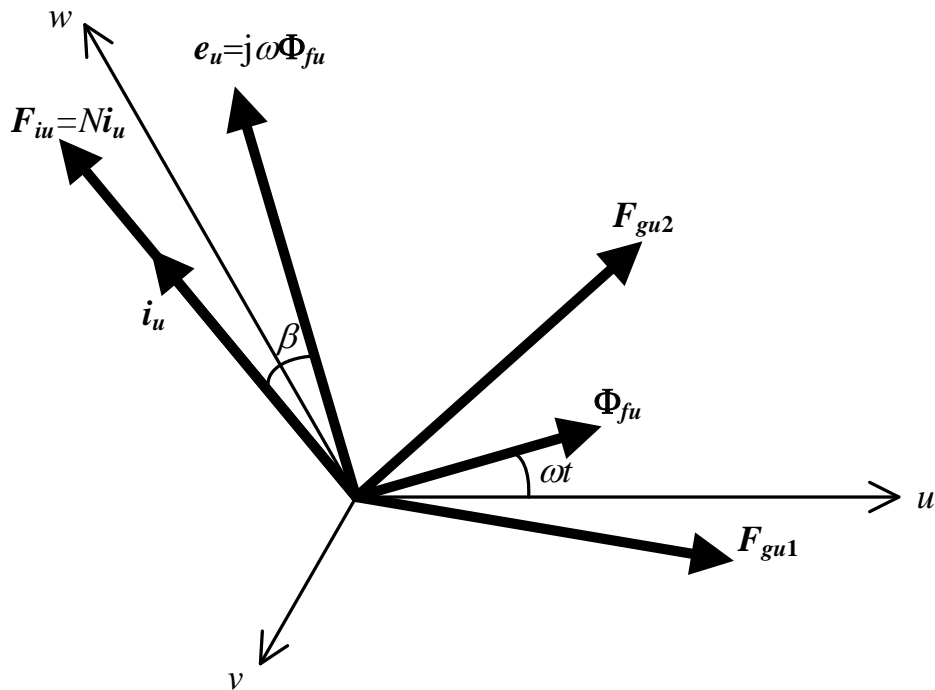


図 3.7 起磁力関数と電流による起磁力の関係

### 3.4 磁束密度と鉄損の計算

提案法により永久磁石同期電動機の磁束密度と鉄損の計算を行う。計算結果は有限要素法による解析結果と比較する。表 3.2 に計算条件を示す。なお、電機子電流は正弦波とする。また、磁気等価回路の計算には回路シミュレータ(PLECS Blockset, Plexim)を用いる。

図 3.8 に集中巻永久磁石同期電動機の有限要素法モデルを示す。2次元有限要素法ソフト(JMAG Designer, JSOL)により、磁束密度と鉄損を解析する。解析条件として、モデルの要素数は 6525、1ステップあたりの時間は 2.71  $\mu\text{s}$  (1024 ステップ)としている。

図 3.9 にパーミアンス法と有限要素法により求めた磁束密度波形を示す。ティースの磁束密度波形は 1.75 T で飽和しており、有限要素法の結果と概ね一致している。また、ヨークの磁束密度波形はピークが急峻に変化していることが確認でき、有限要素法による波形とは異なっている。

図 3.10 に図 3.9 に示した磁束密度の高調波解析結果を示す。基本波成分はパーミアンス法と有限要素法とではほぼ一致している。しかし、永久磁石の起磁力による奇数次高調波成分に誤差が生じている。特に、パーミアンス法では 3 次、9 次高調波が現れておらず、ヨークでは大きく異なる。これは、起磁力関数  $F_g$  が互いに作用し、3 の奇数倍の高調波を打ち消し合うことが原因である。したがって、ヨーク磁束密度波形のピークにおけるパーミアンス法と有限要素法が異なる原因は高調波成分の誤差である。

次に、導出した磁束密度と鉄心の鉄損曲線をもとに固定子の鉄損を計算する。鉄損曲線にはある磁束密度と周波数における鉄心の鉄損密度が示されている。ここで、鉄損密度を磁束密度  $B$  と周波数  $f$  の関数と考えて、 $W(B, f)$  [ $\text{W}/\text{m}^3$ ]と表すと、鉄損は以下の式で計算できる。

$$W_{Fe} = W_t + W_y \dots\dots\dots(3.15)$$

$$W_t = \sum_{i=1}^N W(B_{ti}, f, i)_t w_t L N_t \dots\dots\dots(3.16)$$

$$W_y = \sum_{i=1}^N W(B_{yi}, f, i)_y w_y L N_y \dots\dots\dots(3.17)$$

ここで、 $W_{Fe}$  [ $\text{W}$ ]は固定子鉄心の鉄損、 $W_t$  [ $\text{W}$ ]はティースの鉄損、 $W_y$  [ $\text{W}$ ]はヨークの鉄損、 $N$ は計算に用いる高調波次数の最大値、 $B_{ti}$  [ $\text{T}$ ]、 $B_{yi}$  [ $\text{T}$ ]はそれぞれティースとヨークの高調

波次数  $i$  における磁束密度の大きさ,  $f$  [Hz] は基本波周波数,  $l_t$  [m],  $l_y$  [m] はそれぞれティースとヨークの磁路長,  $w_t$  [m],  $w_y$  [m] はそれぞれティースとヨークの幅,  $L$  [m] は鉄心の積厚の長さ,  $N_t$  と  $N_y$  はそれぞれティースとヨークの分割数である。

図 3.11 に使用する鉄心の鉄損曲線(35H300, 新日鐵住金)を示す。鉄損曲線には計算に必要な周波数における損失が記載されていないため, 線形補間を行う。また, 鉄損曲線から計算される鉄損は渦電流損とヒステリシス損の合計である。ヒステリシス損は厳密に高調波成分ごとに分離することはできず, 基本波損失と高調波損失を合計した結果と実際の鉄損には誤差が生じる。ただし, 先行研究により, その誤差は極めて小さいことが知られている<sup>(44)</sup>。したがって, 本論文では基本波損失と高調波損失を合計した結果をもって比較する。

図 3.12 に計算した鉄損の高調波成分を示す。提案手法を用いて計算した結果, 鉄損は 30.4 W となり, 有限要素法により求めた鉄損 31.3 W に対する誤差率は 2.9% である。また, 基本波成分が支配的であり, 高調波成分による損失が小さいことから, 磁束密度における高調波成分の誤差の影響は小さいことが確認できる。

表 3.2 磁束密度と鉄損の計算条件

Armature current		18 A <sub>rms</sub>
Motor speed		3600 r/min
Electrical frequency		360 Hz
Magnetic resistance	Teeth	$7.0 \times 10^4$ A/Wb
	Yoke	$5.9 \times 10^4$ A/Wb
	Gap	$3.4 \times 10^4$ A/Wb

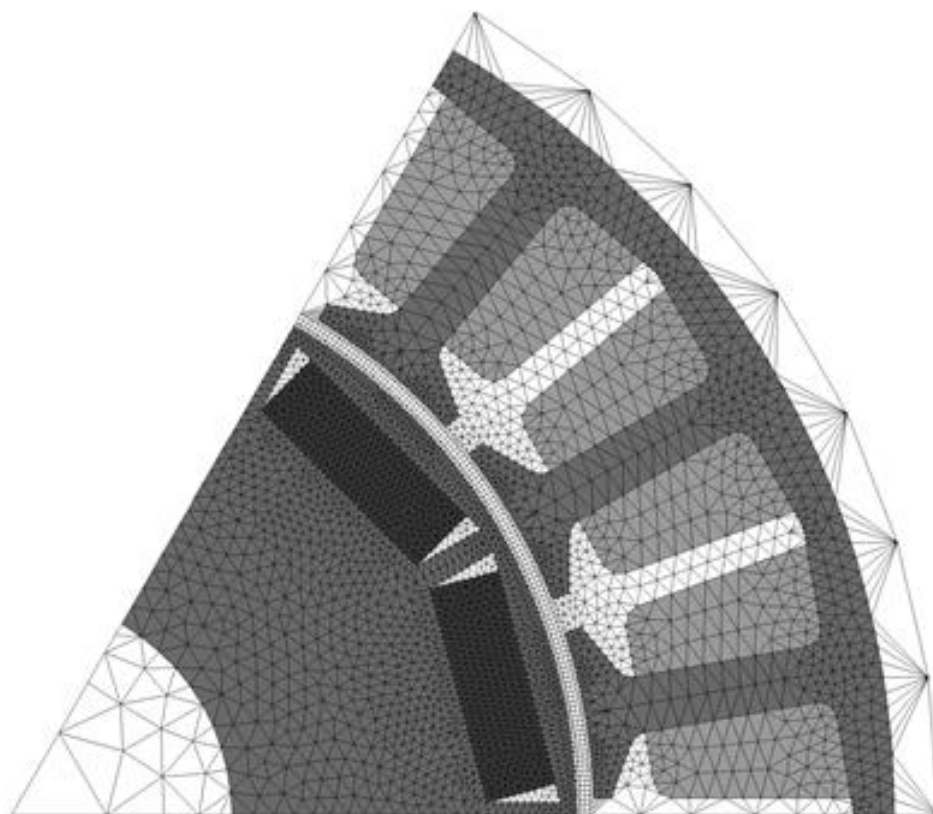


図 3.8 集中巻永久磁石同期電動機の有限要素法モデル



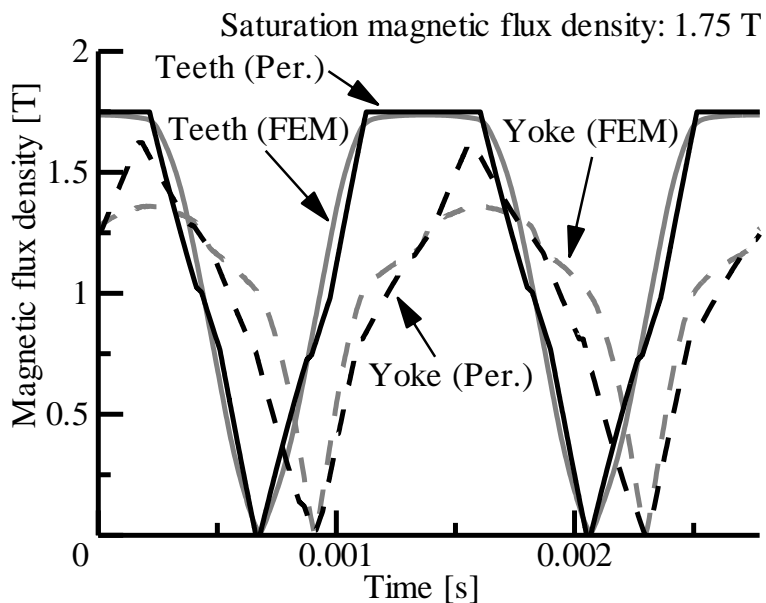


図 3.9 パーミアンス法と有限要素法により求めた磁束密度波形

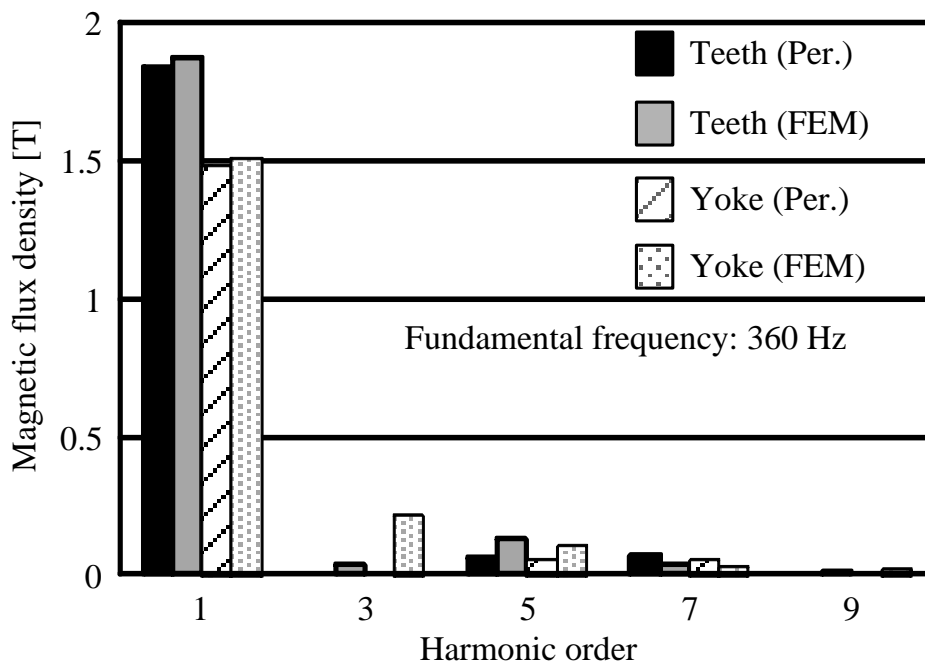


図 3.10 磁束密度の高調波解析結果

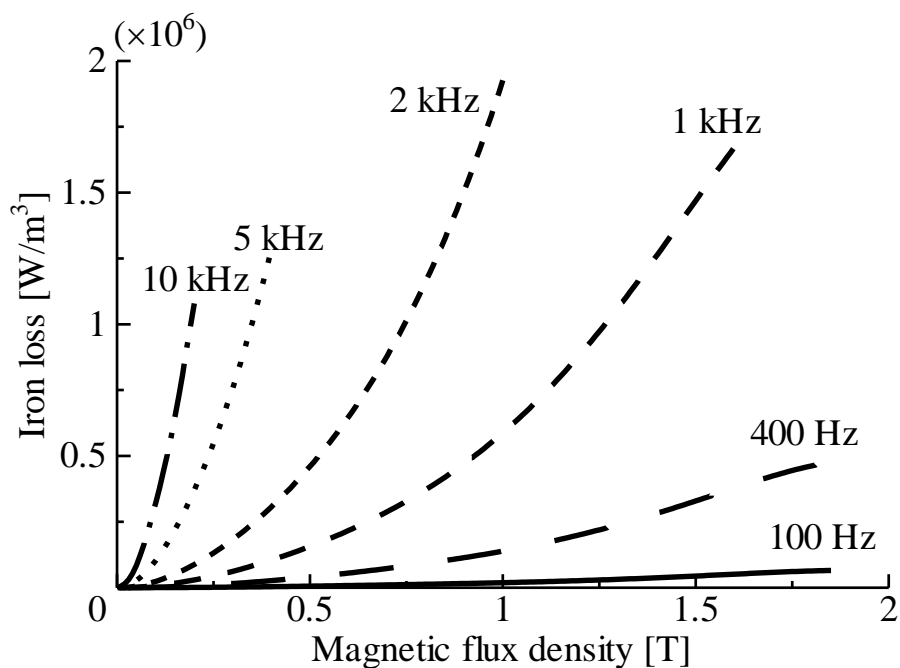


図 3.11 鉄心の鉄損曲線(35H300, 新日鐵住金)

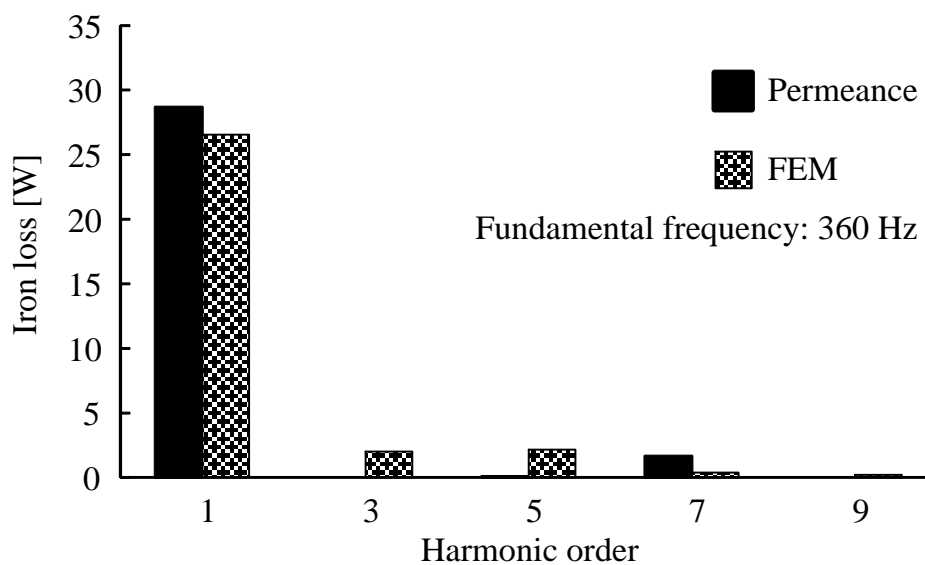


図 3.12 鉄損の高調波成分

### 3.5 損失計算結果と実験結果との比較

パーミアンス法による損失計算が実際の駆動システムに対しても有用であることを確認するため、実際の電動機損失を測定し、比較する。なお、永久磁石同期電動機はインバータにより駆動することが一般的だが、キャリア周波数が低い場合、電圧の高調波成分に起因する損失を考慮する必要がある<sup>(44)(66)</sup>。ただし、キャリア周波数を高くするにつれて、高調波成分による損失は小さくなる。また、2レベルインバータと比べて3レベルインバータの場合、キャリア周波数を2レベルインバータほど高くしなくても、高調波成分を小さくできる上<sup>(66)</sup>、インバータのスイッチング損を低くできる。そこで、本節では3レベルインバータによる永久磁石同期電動機の駆動を前提とし、キャリア高調波による損失は無視できるほど小さいものとして、損失計算を行う。

図 3.13 に製作した電動機損失測定システムを示す。測定対象となる供試電動機は図 3.3 および表 3.1 に示すものを使用する。インバータには3レベルTタイプ中性点クランプ型インバータ<sup>(62)</sup>を使用し、高調波による損失の影響が小さいキャリア周波数により駆動する。また、インバータ出力部に設置したパワーメータ(WT1800, 確度±0.3%, 帯域 5 MHz, YOKOGAWA)により入力電力を、トルクメータ(TH-2105, 精度±0.1%, 帯域 1 kHz, 小野測器)により軸出力をそれぞれ測定し、損失を求める。

図 3.14 に速度 3600 r/min における電動機の損失測定結果を示す。インバータのキャリア周波数増加に伴い、損失が減少していることが確認できる。これは、インバータ出力電圧に含まれる高調波成分が小さくなることにより、電動機の高調波損失が小さくなるためである。ただし、キャリア周波数が 7520 Hz 以降では、損失はほとんど変化していないことから、高調波損失は無視でき、正弦波電圧による駆動と等価とみなせる。本節では、3レベルインバータによる駆動を前提とし、キャリア高調波による損失は無視するため、以後はキャリア周波数 7520 Hz の場合に注目する。

次に電動機の損失  $W_{loss}$  [W]から鉄損  $W_{Fe}$  [W]を分離するため、以下の式から、銅損  $W_{Cu}$  [W]、軸受損  $W_b$  [W]<sup>(97)</sup>、風損  $W_l$  [W]<sup>(97)</sup>を計算する。

$$W_{Cu} = 3R_a I^2 \dots\dots\dots(3.18)$$

$$W_b = \frac{26}{t - 273.15} d v_b^{1.5} \dots\dots\dots(3.19)$$

第3章

起磁力関数を用いたパーミアンス法による電動機鉄損の簡易計算法

$$W_i = 1.1Qv_r^2 \dots\dots\dots(3.20)$$

$$W_{Fe} = W_{loss} - W_{Cu} - W_b - W_i \dots\dots\dots(3.21)$$

$R_a$  [Ω]は1相あたりの巻線抵抗,  $I$  [A]は線電流実効値,  $t$  [K]は温度,  $d$  [m]は軸の直径,  $l$  [m]は軸長,  $v_b$  [m/s]は軸表面の周辺速度,  $v_r$  [m/s]は回転子表面の周辺速度,  $Q$  [m<sup>2</sup>/s]は冷却空気量である。なお, 冷却空気量  $Q$  は速度に比例するため, 風損  $W_i$  は速度の3乗に比例する。

図 3.15 に速度 3600 r/min, 出力トルク 2.3 Nm における鉄損測定結果と提案法および有限要素法により計算した鉄損を示す。提案法による計算結果と有限要素法による解析結果の誤差は提案法で考慮していない回転子, 磁石の鉄損によるものである。また, 有限要素法による結果と測定結果の誤差分は電動機出力の1%未満であるため, 漂遊負荷損であると考えられる<sup>(98)</sup>。以上から, 提案法による電動機の固定子鉄損計算が有用であることが確認できる。

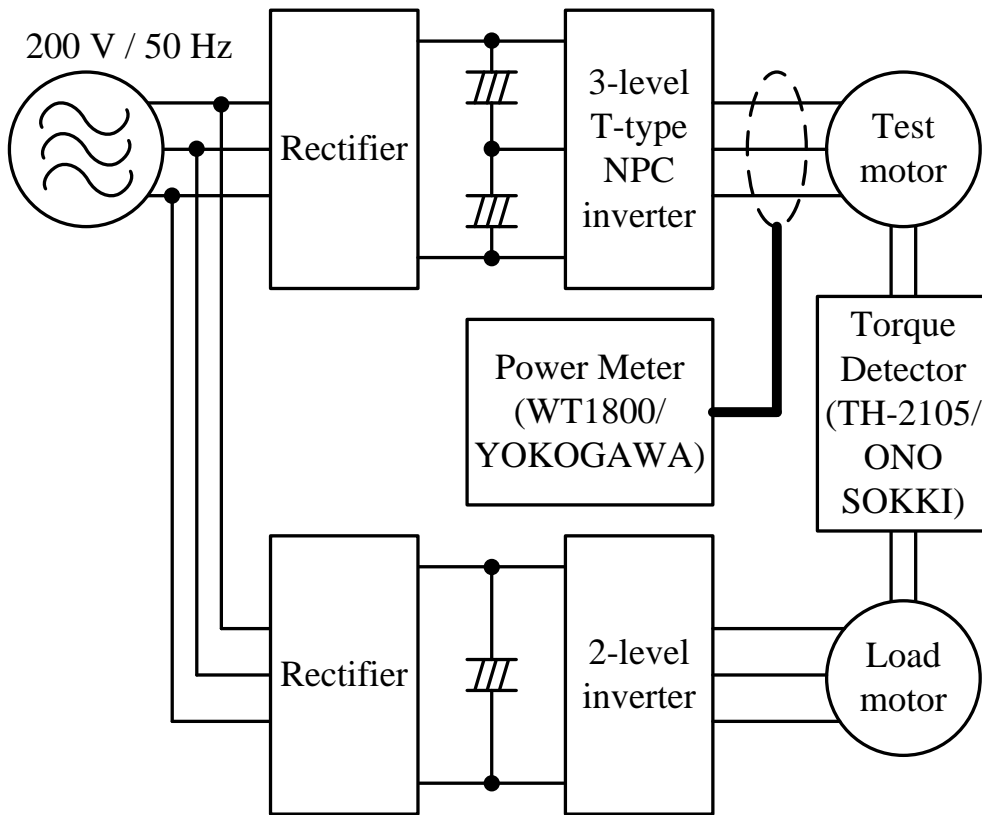


図 3.13 製作した電動機損失測定システム

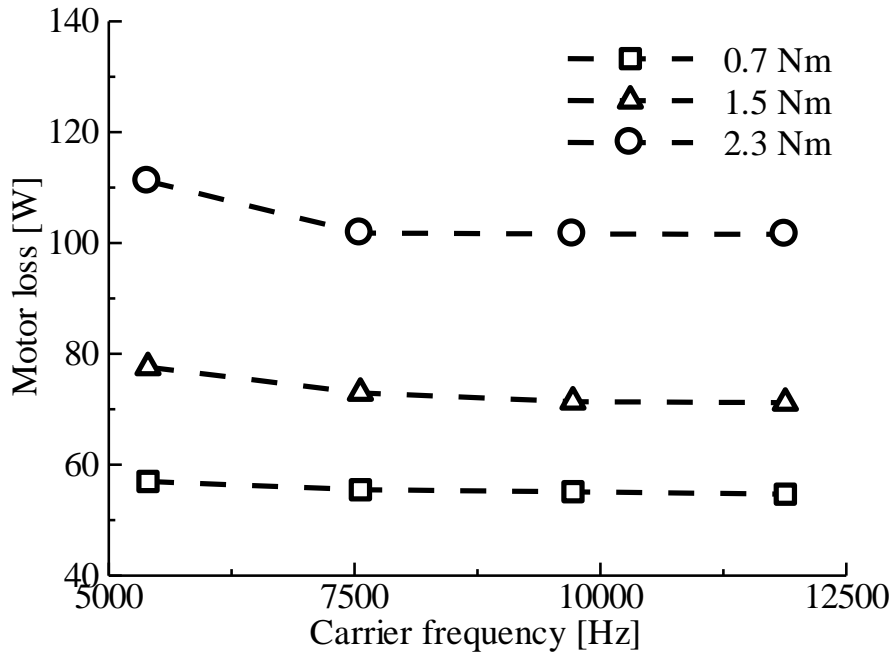


図 3.14 速度 3600 r/min における電動機の損失測定結果

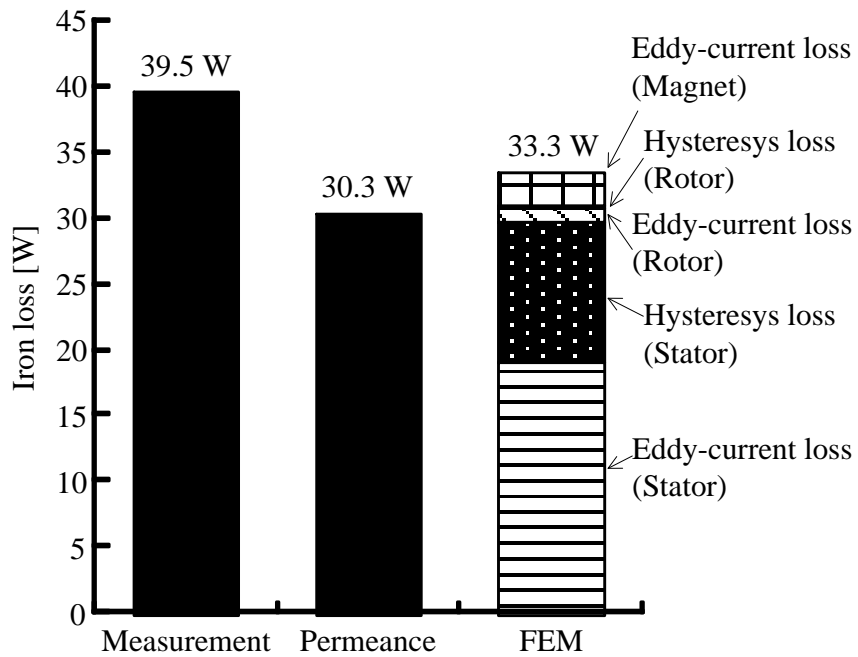


図 3.15 鉄損測定結果と提案法および有限要素法により計算した鉄損

## 3.6 パラメータ変化時の電動機損失

電動機のパラメータを変化させた時の損失を提案手法により計算し、有限要素法による解析結果と比較する。これにより、提案手法がパラメータ変化時にも適用できることを示す。本節では極数およびスロット数を変化させた場合、径方向および軸方向長さを変化させた場合、ティース幅を変化させた場合の3パターンを検討する。

### 3.6.1 極数・スロット数変化時

提案した磁気等価回路は、極数により周期角度が変化した場合においても、回路を再構成することなく、起磁力周波数を変化させるだけで、同様に磁束密度を計算できる。本節では極数とスロット数の比を一定としたうえで、極数を変化させた場合の永久磁石同期電動機の損失を計算する。なお、比較のため2次元有限要素法ソフトにより、鉄損を解析する。

図 3.16 に 8 極 12 スロット、16 極 24 スロットの解析モデルを示す。周期角度はそれぞれ 90 度、45 度である。図 3.3 の電動機を含め、回転子および固定子の外径、ギャップ長さ、積厚、巻線ターン数、磁石の総体積および径方向長さは同一としている。また、スロット数の変化に伴い、スロット面積も変化することから、占積率を 50% で一定として、巻線断面積すなわち巻線抵抗を変化させる。なお、速度は 3600 r/min とし、起磁力周波数を変化させる。出力トルクに関しては、有限要素法においては 3.9 Nm で一定となるように電流振幅を調整し、提案法ではギャップ間磁束の大きさから、電流振幅を決定する。

図 3.17 に極数およびスロット数を変化させた永久磁石同期電動機の損失計算結果を示す。損失の大きさは電動機体積で基準化しているため、電流密度と磁束密度が一定と仮定すると、電動機の体積が変化した場合にも適用できる。図 3.17 より、すべてのモデルにおいて、提案法と有限要素法による計算結果の誤差率は 10% 未満であり、損失変化の傾向が一致している。

銅損に着目すると、12 極電動機は 8 極電動機よりも銅損が小さい。これは、多極とすることで同一トルク出力に必要な電流を小さくできるためである。しかし、多極とすることで、スロット断面積が小さくなるため、巻線抵抗は大きくなる。そのため、16 極電動機は 12 極電動機よりも銅損が大きくなる。鉄損に着目すると、極数とスロット数を少なくする

ことで、ティース幅を大きくできるため、磁束密度が低下し、鉄損は減少する。それに対して、極数とスロット数を多くした場合、固定子鉄心で磁気飽和が起こりやすくなり、鉄損は増加する。

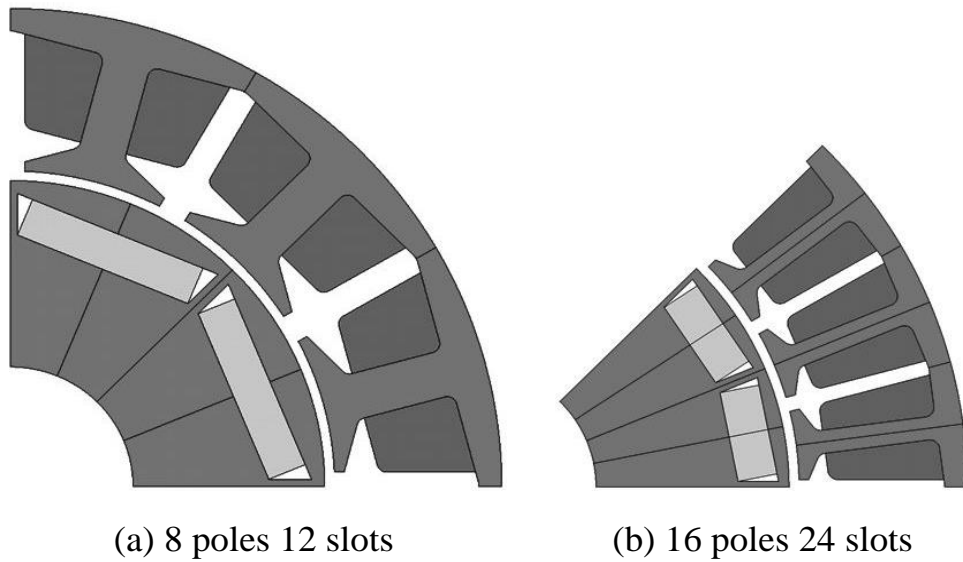


図 3.16 8極12スロット、16極24スロットの解析モデル

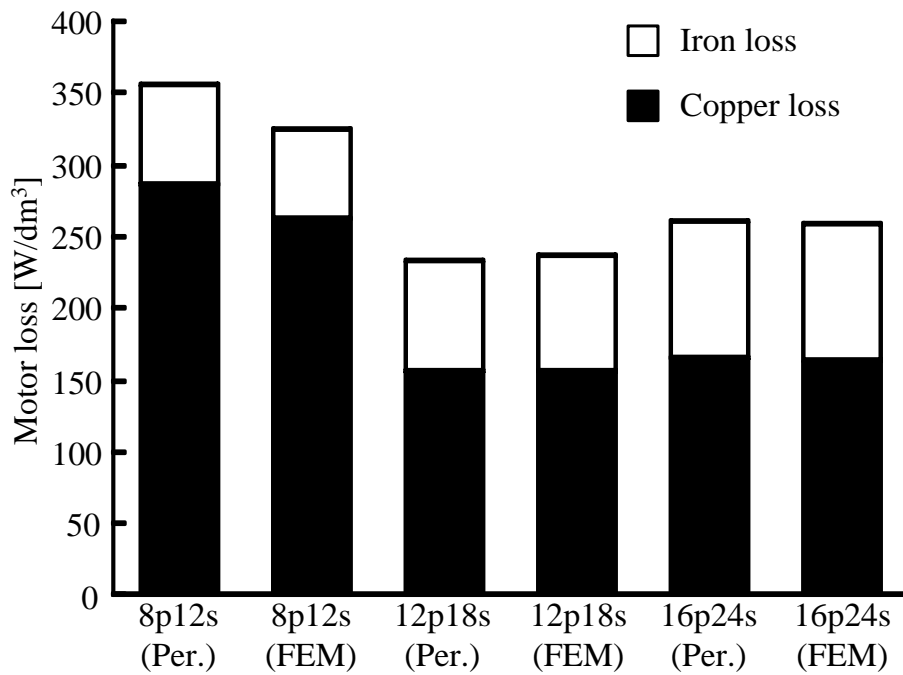


図 3.17 極数およびスロット数を変化させた永久磁石同期電動機の損失計算結果

### 3.6.2 径方向および軸方向の長さ変化時

電動機の体積および出力一定において、径方向と軸方向の長さを変化させた場合における損失を計算する。

図 3.18 に径方向長さおよび軸方向長さを変化させたときの概略図を示す。計算対象は図 3.3 に示す断面構造の永久磁石同期電動機とする。ここでは例として、ギャップ長は 1 mm で一定とし、形状の変化に伴って回転子の大きさを調整する。また、径方向の長さの変化に伴い、スロット面積も変化することから、占積率を 50% で一定として、巻線断面積を変化させる。なお、速度は 3600 r/min とし、出力トルクに関しては、有限要素法においては 3.9 Nm で一定となるように電流振幅を調整し、提案法ではギャップ間磁束の大きさから、電流振幅を決定する。以上の条件より、電動機の銅損と固定子鉄心の鉄損を計算する。

図 3.19 に径方向および軸方向の長さを変化させたときの電動機損失を示す。横軸の径方向長さは軸方向長さで、縦軸の損失の大きさは体積でそれぞれ基準化している。つまり、横軸が 1 p.u. の場合、径方向長さと軸方向長さは等しい。パーミアンス法による計算結果より、径方向に大きくした場合、電動機損失は減少することがわかる。また、有限要素法による解析結果と概ね一致している。以上より、径方向に大きい電動機にすることで高効率化が可能となる。

電動機を径方向に大きくした場合、永久磁石やギャップの磁気抵抗が大きくなるため、ギャップに流れる磁束の量は減少する。そのため、もとの電動機と同じ大きさのトルクを出力するために、流す電流を大きくする必要がある。しかし、スロット面積が大きくなり、軸方向の長さが短くなるため、巻線抵抗は小さくなる。したがって、銅損は減少する。一方で、電動機を軸方向に大きくした場合、磁気抵抗が小さくなるため、鉄心に流れる磁束は大きくなる。ただし、鉄心の断面積が小さくなるため、結果的に磁束密度は小さくなる。よって、鉄損は減少する。以上から、体積一定において、電動機の形状を変化させた場合、銅損と鉄損はトレードオフの関係にある。図 3.19 においては、鉄損の変化よりも銅損の変化が大きいため、径方向に大きくする方が損失は小さくなる。



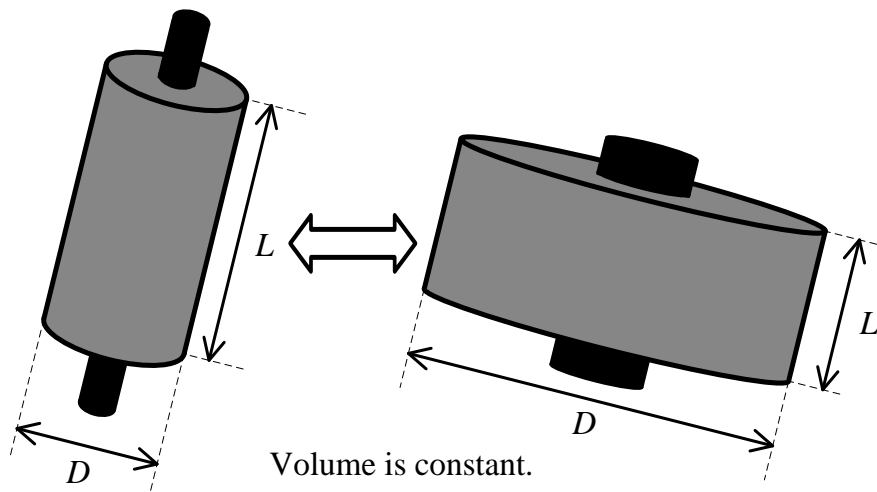


図 3.18 径方向長さおよび軸方向長さを変化させたときの概略図

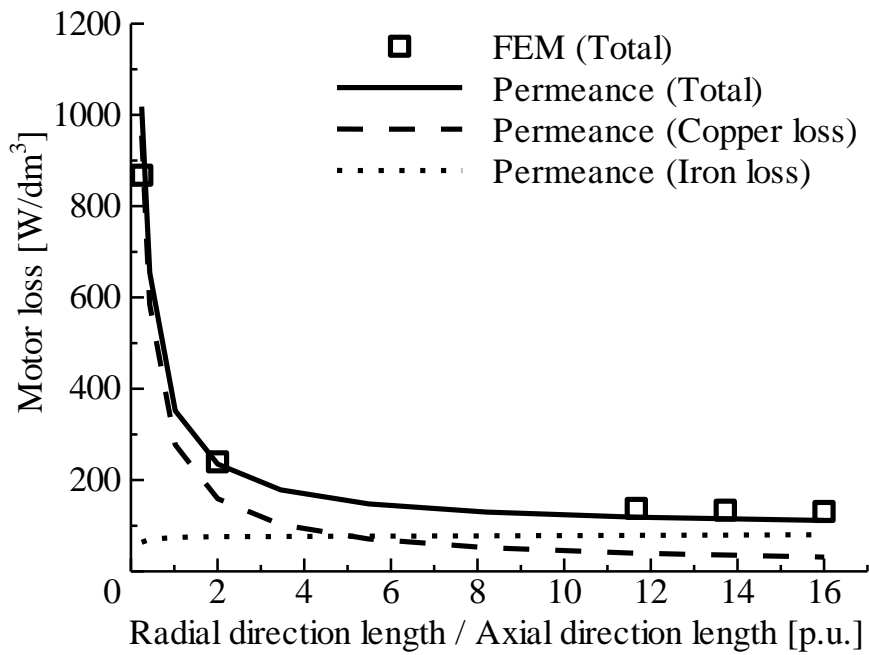


図 3.19 径方向および軸方向の長さを変化させたときの電動機損失

### 3.6.3 ティース幅変化時

図 3.20 にティース幅を変化させた場合の概略図を示す。ヨークの幅は一定の上で、ティース幅を変化させた時の損失を計算する。計算対象は図 3.3 に示す永久磁石同期電動機とする。また、ティース幅の変化により、巻線部の断面積も変化する。したがって、巻線の占積率を 50% で一定とし、巻線抵抗を変化させる。なお、回転速度は 3600 r/min, 出力トルクは 3.9 Nm で一定とする。

図 3.21 にティース幅を変化させたときの電動機損失を示す。ティース幅は軸方向長さで、損失の大きさは体積でそれぞれ基準化している。パーミアンス法による計算結果では、ティース幅が 0.084 p.u. において、電動機損失は最小となることが確認できる。また、有限要素法による解析結果と比較し、損失変化の傾向は一致するが、損失最小となるティース幅は 0.094 p.u. という結果を得た。ただし、ティース幅 0.084 p.u. と 0.094 p.u. では損失の大きさにほとんど差はなく、簡易設計における評価であればこの違いはそれほど問題ではないと考えられる。

ティース幅を長くした場合、磁気抵抗が小さくなり、鉄心を流れる磁束が増加する。そのため、断面積が変わらないヨークでは磁束密度が大きくなる影響により、ティース幅 0.074 p.u. まで鉄損は増加する。ただし、ティース幅 0.074 p.u. 以降はティースの磁束密度が小さくなる影響によって、鉄損は減少に転じる。また、鉄心を流れる磁束の増加により、ギャップを流れる磁束も増加する。この影響から、より小さい電流で同一トルクを出力できる。したがって、銅損は減少することになる。しかし、ティース幅が長くなることにより、コイル部分が小さくなるため、占積率一定の場合は巻線抵抗が大きくなる。したがって、ティース幅 0.084 p.u. 以降、銅損は増加に転じる。

以上、電動機のパラメータを変化させた場合において、電動機の損失計算を行った。今回検討した 3 パターンにおいては有限要素法による解析結果と概ね一致するという結果が得られたことから、提案手法の妥当性が確認できる。なお、提案手法を用いることで低消費電力量化を目的とした駆動システムに適用するための電動機を設計できる。今回の検討結果より、例として、機械損や機械的強度を考慮し、直径 2 p.u. 以下という制約条件を含めると、極数 12, 直径 2 p.u., ティース幅 0.084 p.u. となる永久磁石同期電動機が損失最小となることから、この電動機をシステムに適用することで低消費電力量化の実現が期待でき

る。ただし、実際に消費電力量の低減効果がどれだけあるか、という点については電力変換器、制御方式も含めた評価が必要である。この評価方法については4章で具体的に述べる。

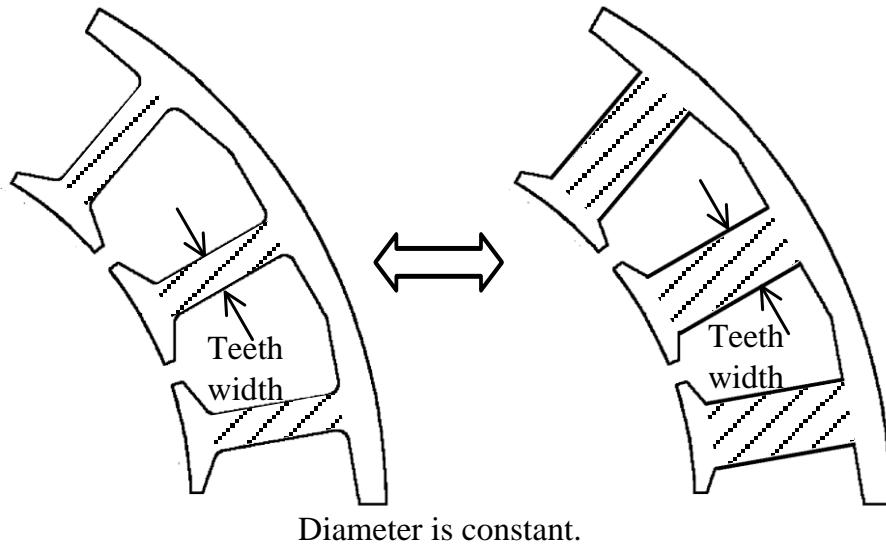


図 3.20 ティース幅を変化させた場合の概略図

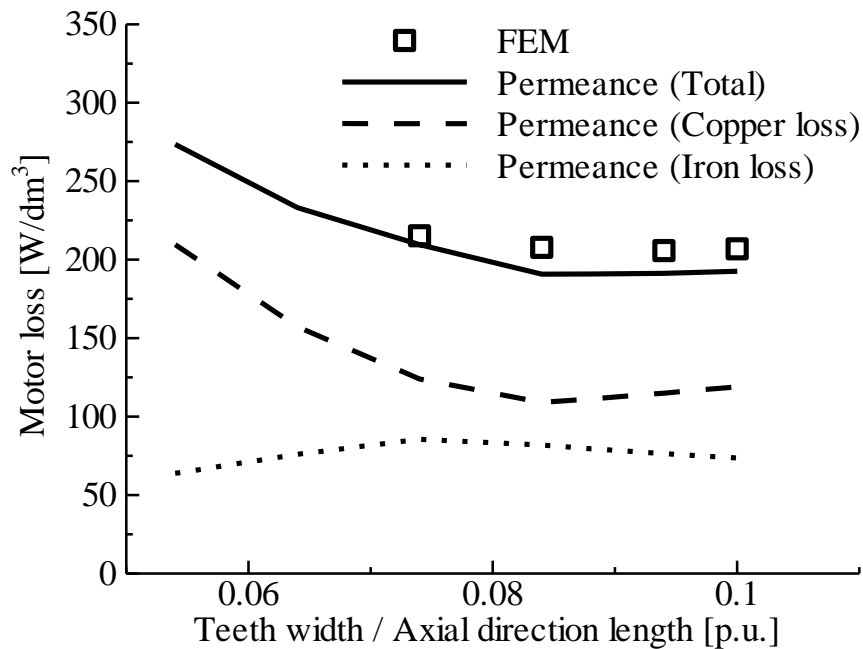


図 3.21 ティース幅を変化させたときの電動機損失

### 3.7 結言

本章では消費電力量の評価に必要な電動機鉄損の簡易計算法の確立を目的として、永久磁石同期電動機に着目し、起磁力関数を用いたパーミアンス法に基づく手法を提案した。従来のパーミアンス法モデルではギャップ中の磁束分布を考慮するために回転子位置により変化する磁気抵抗や結線を変化させる手法がとられていた。これらの手法はモデルが複雑となるため、構築に時間がかかるという問題があった。この問題を解決するため、ギャップの磁束分布を変化させる永久磁石起磁力、固定子ティースおよび永久磁石形状、回転子位置を起磁力関数により表現することで、モデルの単純化を実現した。以下に、本章で得た結果を示す。

1. 永久磁石同期電動機の回転子と固定子を分離して検討する手法を考案した。回転子パーミアンス法モデルによりギャップ磁束の大きさを直流で計算し、固定子ティースや磁石形状、回転速度も含めて固定子パーミアンス法モデルにおける起磁力関数のパラメータを求めた。また、固定子パーミアンス法モデルを用いて、磁束密度を求め、鉄損計算を行った。
2. 提案するパーミアンス法モデルにて固定子鉄損を計算した結果、実際の電動機の鉄損を計算し、有限要素法および実験結果と比較した。その結果、有限要素法との誤差は2.9%であることを確認し、実験結果とも概ね一致することを確認した。
3. 電動機の機械的なパラメータを変化させた時の損失を計算し、有限要素法による損失解析結果との比較を行った。その結果、極数・スロット数、径方向と軸方向の長さ、ティース幅が変化しても有限要素法による解析結果とほぼ同じ計算結果が得られた。したがって、提案するパーミアンス法モデルの妥当性を確認した。

## 第4章

# 効率関数による消費電力量の評価方法 と回路方式に着目した低消費電力量化

### 4.1 緒言

駆動システムの低消費電力量化には、電力変換器の出力電圧に含まれる高調波成分に起因する電動機損失を低減することが有効である。これは電力変換器を高周波動作させることで実現できる。しかし、単に電力変換器を高周波動作させると、スイッチング損の増加を招く。そのため、システム全体の低消費電力量化という観点からは簡単に高周波化することはできない。高周波化するにはスイッチング損を増加させない工夫が必要となる。スイッチング損を増加させずに高周波化する手法として、次世代半導体素子と呼ばれる SiC や GaN を用いた素子を用いる手段が挙げられるが、研究開発が進んだ現在でも価格が高いという問題がある。そのため、現在主流の Si を用いた素子を利用しても低損失化を実現できるマルチレベル化が有効な手段だと考えられる。インバータをマルチレベル化した場合、2 レベルインバータと比較して、スイッチング周波数をそれほど高くしなくても、出力電圧の高調波成分を低くすることができるため、高調波損失を低減できる。さらに、スイッチング損を低くすることができるためインバータ損失と電動機損失の両方を低減できる。ただし、マルチレベルインバータでは、スイッチング素子の数が2レベルインバータよりも増加するため、当然導入コストが増加する。したがって、マルチレベルインバータを導入することによる消費電力量の低減効果を正確に把握したいという、使用者からの要求が

## 第4章

### 効率関数による消費電力量の評価方法と回路方式に着目した低消費電力量化

---

生じると考えられる。

電動機の動作点が変わると、インバータ損失と電動機損失の発生具合が変わる。そこで、これらの変化を考慮するために効率関数を利用する。効率関数を用いて消費電力量を計算し、駆動システムの評価を行う。本章では、インバータの回路方式に2レベルインバータとマルチレベルインバータの代表例である3レベルインバータをそれぞれ適用し、消費電力量を比較することで、3レベルインバータが有利になる駆動条件を明らかにする。これにより、3レベルインバータの導入可否を検討することが可能となる。

本章では、はじめに、インバータおよび永久磁石同期電動機それぞれの効率関数から駆動システムの消費電力量を計算する手法を体系的に示す。次に、計算手法の妥当性を評価するため、電気自動車向け永久磁石同期電動機のミニモデルを2レベルインバータと3レベルインバータによりそれぞれ駆動し、実験結果を示す。続いて、ミニモデルシステムの効率関数を作成し、提案する消費電力量の計算結果と実験結果を比較し、計算手法の妥当性を検証する。そして、実験により計算手法の妥当性が確かめられたので、その提案する計算法を利用し、実際のハイブリッド自動車における永久磁石同期電動機駆動システムのパラメータを用いて、3レベルインバータにした場合の消費電力量の低減効果を検討する。

## 4.2 消費電力量の計算方法

本節では消費電力量を机上計算により簡単に行うため、効率関数に基づいた計算手法を提案する。提案手法では、前準備としてインバータおよび永久磁石同期電動機の効率をいくつかの動作点において求め、システムの効率関数を作成する。

駆動システムの効率 $\eta$ は回転速度 $N$ とトルク $T$ の関数として、(4.1)式で表される。

$$\eta(N,T) = \frac{(2\pi N/60)T}{(2\pi N/60)T + P_{inv}(N,T) + P_{mot}(N,T)} \dots\dots\dots(4.1)$$

$P_{inv}$ および $P_{mot}$ はそれぞれインバータの損失と電動機の損失であり、ともに $N$ と $T$ の関数となる。また、 $N$ と $T$ に関しては駆動パターンとして与えられるため、時間 $t$ の関数となる。したがって、システムの消費電力量 $W$ は(4.2)式で表される。

$$W = \int \frac{\{2\pi N(t)/60\}T(t)[1 - \eta\{N(t),T(t)\}]}{\eta\{N(t),T(t)\} \times 3600} dt \dots\dots\dots(4.2)$$

ただし、実際に効率関数 $\eta$ を数式で表すことは困難であるため、テーブル化する。さらに速度やトルクの駆動パターンが複雑に変化する場合も同様に数式で表現できないため、テーブル化する。

図 4.1 に消費電力量を計算するフローチャートを示す。はじめに、駆動システムの効率関数を作成する。効率関数は変換器損失、電動機損失を求めることで作成することができる。第2章に示した損失計算式および第3章に示した簡易鉄損計算手法を用いることで短時間でも作成することができる。次に、評価するための駆動パターンとしてテーブル化した速度、トルクパターンを入力する。このとき、データのサンプリング時間 $T_s$ とシステムの駆動時間 $T_o$ も合わせて入力する。テーブル化した効率関数と速度・トルクパターンを用いるため、(4.2)式を離散化し、(4.3)式に置き換える。

$$W = \sum_{n=0}^{T_o/T_s} \frac{\{2\pi N(n)/60\}T(n)[1 - \eta\{N(n),T(n)\}]}{\eta\{N(n),T(n)\} \times 3600} T_s \dots\dots\dots(4.3)$$

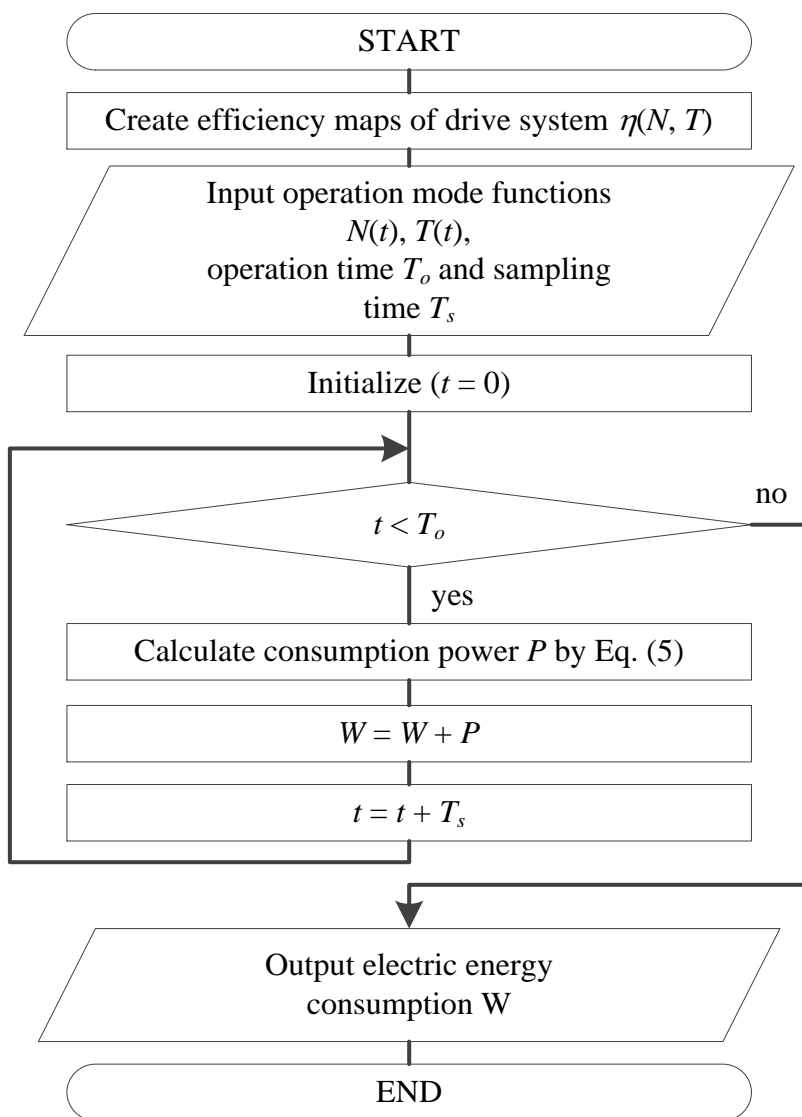


図 4.1 消費電力量を計算するフローチャート



### 4.3 消費電力量の測定結果と計算結果の比較

本章では提案する消費電力量計算手法の妥当性を検証するため、実際の駆動システムにより測定した消費電力量と提案手法による消費電力量の計算結果の比較を行う。

#### 4.3.1 駆動システムの構成

図 4.2 に製作した永久磁石同期電動機駆動システムの構成を示す。供試電動機を駆動するインバータは速度制御を行う。回路構成は3レベルTタイプインバータであり、ユニポーラ変調方式を適用する。なお、今回は2レベルインバータと3レベルインバータにより駆動した際の消費電力量を比較するため、2レベルインバータとして動作させる場合は、直流中性点に接続するスイッチを常にオフにした上で、2レベルインバータの変調を行う。また、スイッチング素子にはIGBT(2MBI150U2A-060, 600V, 150A, 富士電機)を使用し、直流中性点に接続する双方向スイッチにはIGBTを逆直列に接続したものを使用している。電源には直流電源(APL-II, Myway)を使用し、180Vに設定する。一方、負荷電動機に接続した2レベルインバータでは電流制御に基づくトルク制御を行う。システムの消費電力量はインバータの入力に接続したパワーメータ(WT1800, 確度 $\pm 0.3\%$ , 帯域 5MHz, YOKOGAWA)により測定する。表 4.1 に測定対象の永久磁石同期電動機のパラメータを示す。定格出力は3kW, 最大速度は12000 r/minであり電気自動車向け電動機のミニモデルとして扱うために設計してある。なお、巻線は集中巻であり、コイルエンドが小さくなる利点を持つが、電流のひずみは分布巻よりも大きくなる。

図 4.3 に速度 6000 r/min, 出力トルク 1.0Nmにおける各回路方式の出力線間電圧と線電流を示す。電流のひずみが大きい理由として、インダクタンスが小さいこと、巻線が集中巻であることが挙げられる。ただし、THDは2レベルインバータの55.7%に対して、3レベルインバータでは18.0%となることから、ひずみは小さくできる。

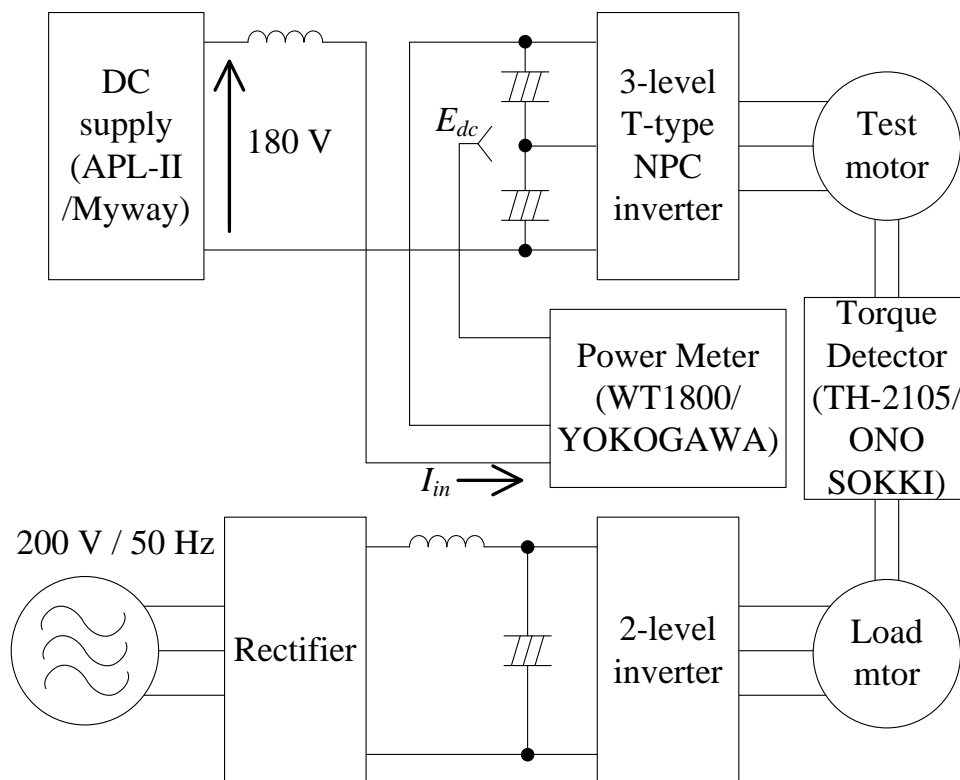
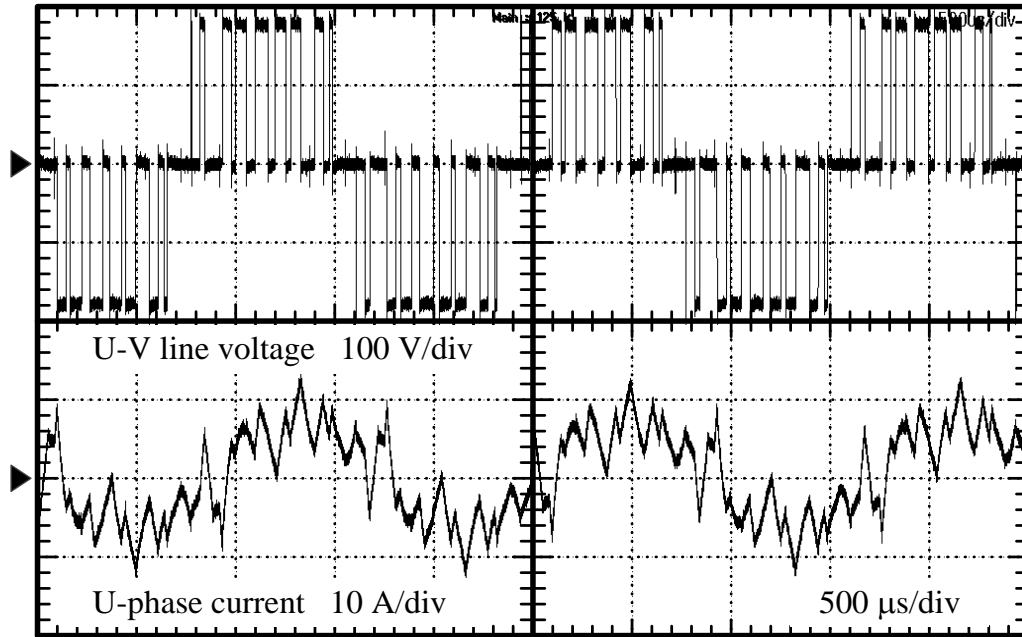


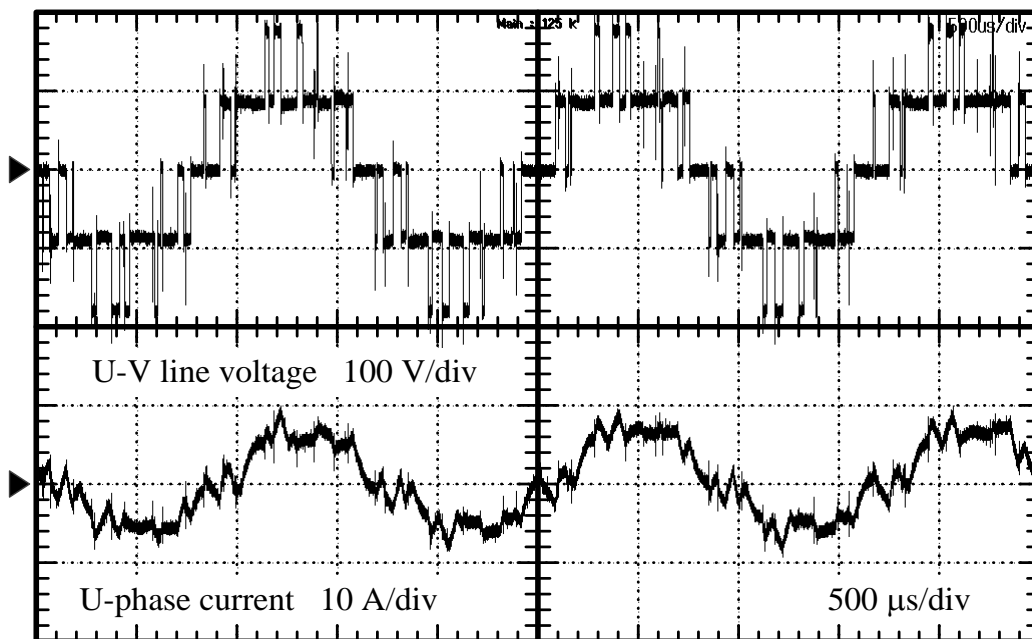
図 4.2 製作した永久磁石同期電動機駆動システムの構成

表 4.1 測定対象の永久磁石同期電動機のパラメータ

Maximum power	3 kW
Maximum torque	4 Nm
Base speed	7200 r/min
Maximum speed	12000 r/min
Rated current	16.9 Arms
Armature pairs of poles	6
d-axis inductance	0.389 mH
q-axis inductance	0.556 mH
Winding resistance	0.0635 Ω
Back-EMF coefficient	0.0182 Vs/rad



(a) 2 レベルインバータ



(b) 3 レベルインバータ

図 4.3 速度 6000 r/min, 出力トルク 1.0 Nm における出力線間電圧と線電流

### 4.3.2 電気自動車駆動システムの消費電力量

図 4.2 に示した駆動システムにて電気自動車駆動システムを模擬し、消費電力量を測定する。

図 4.4 に自動車の燃費評価に使用する速度パターンである、JC08 モードを示す<sup>(99)</sup>。JC08 モードは国土交通省により規定され、市街地走行および高速走行を想定した 1 サイクル 20 分の走行パターンであり、自動車の燃費は JC08 モードにしたがって測定されている。なお、消費電力量の計算に用いる際には、電動機の回転数に換算した上で、走行パターンを任意のサンプリング時間で離散化し、テーブル化する。

また、自動車の走行抵抗は空気抵抗  $F_a$  [N]、転がり抵抗  $F_r$  [N]、勾配抵抗  $F_e$  [N]、加速抵抗  $F_c$  [N]によって決まり、それぞれ(4.4)~(4.7)式で表される<sup>(100)</sup>。

$$F_a = \frac{1}{2} \rho C_d A V^2 \dots\dots\dots(4.4)$$

$$F_r = \mu M g \cos \theta \dots\dots\dots(4.5)$$

$$F_e = M g \sin \theta \dots\dots\dots(4.6)$$

$$F_c = (M + M_i) a \dots\dots\dots(4.7)$$

$\rho$ は空気の密度 [kg/m<sup>3</sup>]、 $C_d$ は空気抵抗係数、 $A$ は車両前面投影面積 [m<sup>2</sup>]、 $V$ は車両走行速度 [m/s]、 $\mu$ は転がり抵抗係数、 $M$ は車両質量 [kg]、 $g$ は重力加速度 [m/s<sup>2</sup>]、 $\theta$ は坂道勾配 [rad]、 $M_i$ は駆動機構の回転部分の等価慣性質量 [kg]、 $a$ は加速度 [m/s<sup>2</sup>]である。(4.4)式より、空気抵抗は車速の 2 乗に比例する。また、(4.5)、(4.6)式より、転がり抵抗と勾配抵抗は車両質量に比例し、車速に依らない。一方で、加速抵抗は加速度に比例する。車両走行速度  $V$ は速度パターンによって与えられているものとする、 $V$ は時間  $t$  の関数となり、走行抵抗  $F_L$  [N]は(4.4)~(4.7)式の和となるため、(4.8)式となる。

$$F_L(t) = K_2 \{V(t)\}^2 + K_1 \frac{dV(t)}{dt} + K_0 \dots\dots\dots(4.8)$$

ただし、

$$K_2 = \frac{1}{2} \rho C_d A \dots\dots\dots(4.9)$$

$$K_1 = M + M_i \dots\dots\dots(4.10)$$

$$K_0 = Mg(\mu \cos \theta + \sin \theta) \dots\dots\dots (4.11)$$

(4.8)式の第1項は空気抵抗, 第2項は加速抵抗, 第3項は転がり抵抗と勾配抵抗の和である。

ここで, 負荷電動機を用いた評価ベンチで走行抵抗を模擬する場合, 走行抵抗  $F_L$  は負荷トルク  $T_L$  [Nm]として, 車両走行速度  $V$  は電動機の回転数  $N$  [r/min]に置き換えればよく, それぞれ比例関係にあるため, (4.12), (4.13)式で表される。

$$F_L = \alpha T_L \dots\dots\dots (4.12)$$

$$V = \beta N \dots\dots\dots (4.13)$$

$\alpha, \beta$ は比例定数である。したがって, 負荷トルク  $T_L$ は(4.8), (4.12), (4.13)式より(4.14)式で表される。

$$T_L(t) = \frac{\beta^2}{\alpha} K_2 \{N(t)\}^2 + \frac{\beta}{\alpha} K_1 \frac{dN(t)}{dt} + \frac{1}{\alpha} K_0 \dots\dots\dots (4.14)$$

さらに, 負荷トルクパターンとして(4.3)式に適用するため, (4.14)式を離散化すると, (4.15)式で表される。

$$T_L(n) = \frac{\beta^2}{\alpha} K_2 \{N(n)\}^2 + \frac{\beta}{\alpha} K_1 \frac{N(n) - N(n-1)}{T_s} + \frac{1}{\alpha} K_0 \dots\dots\dots (4.15)$$

消費電力量の測定にあたって, 速度パターンには JC08 モードを使用する。なお, JC08 モードは自動車の走行速度で規定されているため, 電動機の回転数に換算する必要がある。今回は車速 160 km/h において回転数 12000 r/min であると想定する<sup>(100)</sup>。負荷トルクパターンは(4.15)式により求められるが, ミニモデルで使用する電動機は実際の車載電動機より容量が小さいため, 実際の車両パラメータから負荷トルクパターンの係数を決定することができない。したがって, 文献(100)に記載されている電動機の世界-トルク特性および空気抵抗, 転がり抵抗, 勾配抵抗をもとに, ミニモデル電動機にあわせてスケーリングを行い, 各係数を決定する。なお, 駆動機構の回転部分の等価慣性質量が不明であること, 今回は各インバータ方式により駆動した際の消費電力量を比較することが目的であり, 加速抵抗による負荷トルクがインバータ方式の差に与える影響は小さいと判断したことから, 加速抵抗分の係数は無視する。

表 4.2 に文献(100)に記載されている電気自動車と駆動用電動機 (以下, フルモデルと呼

## 第4章

### 効率関数による消費電力量の評価方法と回路方式に着目した低消費電力量化

ぶ) のパラメータを示す。これらの値と(4.9), (4.11)~(4.13)式より, フルモデルにおける負荷トルク係数は(4.16)~(4.19)式となる。

$$K_{2\_full} = 0.360 \dots\dots\dots(4.16)$$

$$K_{0\_full} = 508 \dots\dots\dots(4.17)$$

$$\alpha_{full} = 33.3 \dots\dots\dots(4.18)$$

$$\beta_{full} = 3.15 \times 10^{-3} \dots\dots\dots(4.19)$$

ミニモデルの負荷トルク指令に換算するには, 電動機に関する係数 $\alpha_{mini}$  および $\beta_{mini}$  を計算すれば良い。今回は, 市街地走行を想定していることから, 速度ゼロ付近において最大トルクの 10 分の 1 程度かつ最大速度でも出力可能となるように考慮すると, 表 4.1 に示したミニモデルの電動機パラメータより, (4.20), (4.21)式となる。

$$\alpha_{mini} = 875 \dots\dots\dots(4.20)$$

$$\beta_{mini} = 4.56 \times 10^{-3} \dots\dots\dots(4.21)$$

以上より, ミニモデルにおける負荷トルク係数は(4.22), (4.23)式となる。

$$\frac{\beta_{mini}^2}{\alpha_{mini}} K_{2\_full} = 8.544 \times 10^{-9} \dots\dots\dots(4.22)$$

$$\frac{1}{\alpha_{mini}} K_{0\_full} = 0.58 \dots\dots\dots(4.23)$$

(4.22), (4.23)式を(4.15)式に代入することで, 負荷トルク指令となり, (4.24)式で表される。

$$T_L(n) = 8.544 \times 10^{-9} \times \{N(n)\}^2 + 0.58 \dots\dots\dots(4.24)$$

図 4.5 に EV 駆動システムを模した動作をする際の消費電力量を示す。消費電力量の測定時は機械損やコイル巻線の温度依存性による測定結果のばらつきを考慮して暖機運転を実施し, 巻線温度は常に 30 度から 35 度の範囲内に収まることを確認している。また, キャリア周波数はどちらの方式も 4 kHz である。図 4.5 より, それぞれの回路方式で 9 サイクル測定し, 平均の消費電力量は 2 レベルインバータで 70.8 Wh, 3 レベルインバータにおいては 68.2 Wh となり, 3 レベルインバータの適用により, 3.67%の消費電力量を低減できることを確認した。これは先述したとおり 3 レベルインバータの方がスイッチング損と電動機の高調波損失が小さくなるためである。ただし, 3 レベルインバータでは双方向スイッチを逆直列に接続した IGBT で構成しているため, 1 相あたりの通過素子数は 3 つとな

り、2レベルインバータよりも導通損は増加している。実際の電気自動車の駆動システムで、RB-IGBTを使用すれば、この差はさらに広がると考えられる。

つづいて、提案した消費電力量の計算方法の妥当性を検証するため、本手法による計算結果と前節において測定した消費電力量との比較を行う。なお、計算の前準備として駆動システムの効率関数を作成する必要がある。今回は図4.2に示す駆動システムの効率を測定し、効率関数を作成する。

図4.6に各インバータ方式により駆動した際のシステムの効率関数を示す。今回測定した範囲における最大効率は2レベルインバータを適用した場合で83.7%(5400 r/min, 1.09 Nm)、3レベルインバータを適用した場合で87.5%(5400 r/min, 1.08 Nm)である。

表4.3に図4.2のフローチャートに基づき計算したシステムの消費電力量を示す。2レベルインバータ、3レベルインバータのどちらを適用したシステムにおいても、実測値と比較して、誤差率は5%未満である。

表 4.2 電気自動車と駆動用電動機のパラメータ

Vehicle weight $M$	1000 kg
$C_dA$	0.60 m <sup>2</sup>
Coefficient of rolling friction $\mu$	0.010
Gradient $\theta$	0.0506 rad.
Maximum driving force $F_{max}$	4000 N
Maximum vehicle speed $V_{max}$	37.8 m/s
Maximum torque $T_{max}$	120 Nm
Maximum motor speed $N_{max}$	12000 r/min

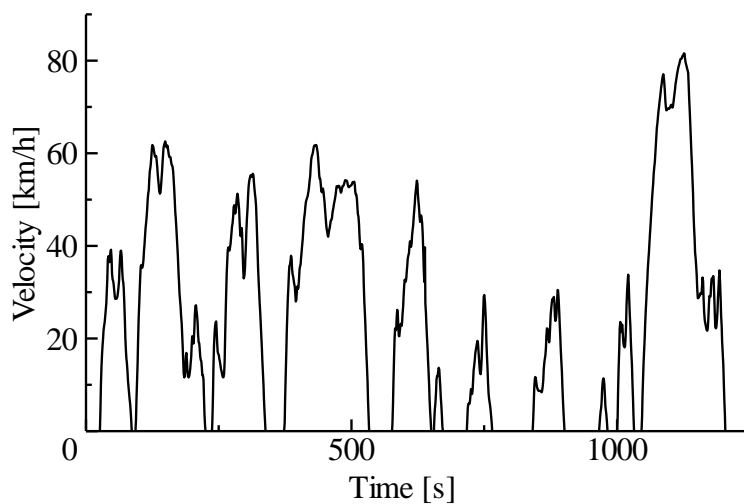


図 4.4 自動車の燃費評価に使用する速度パターン (JC08 モード)

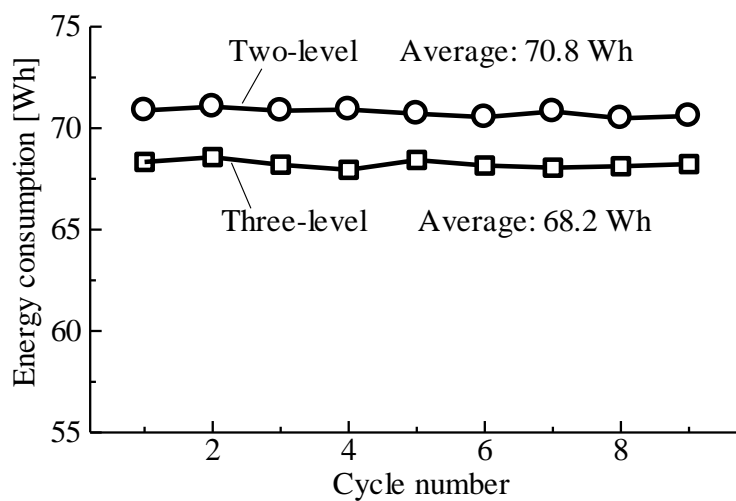
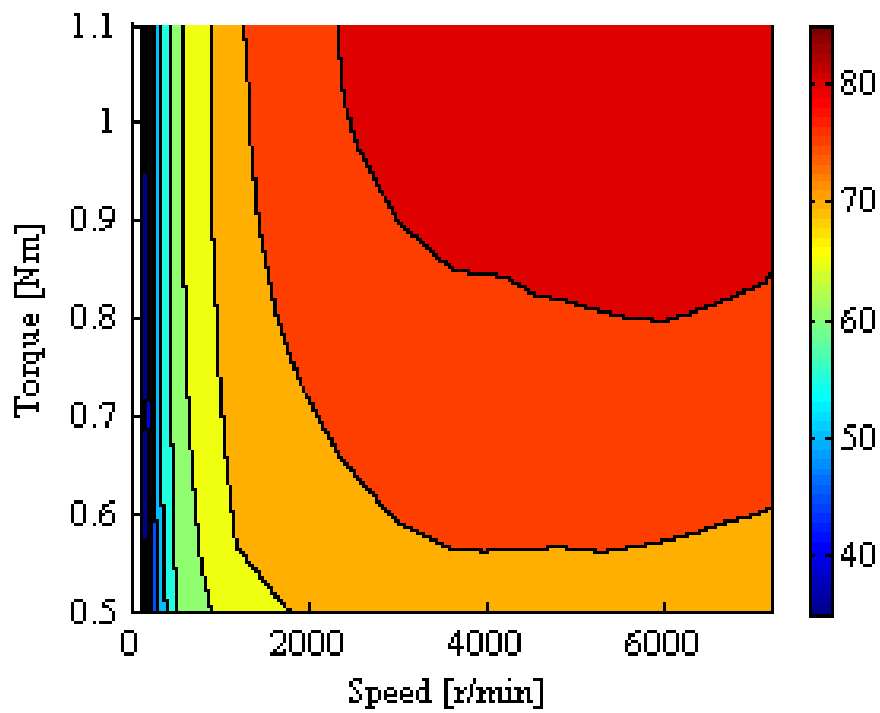
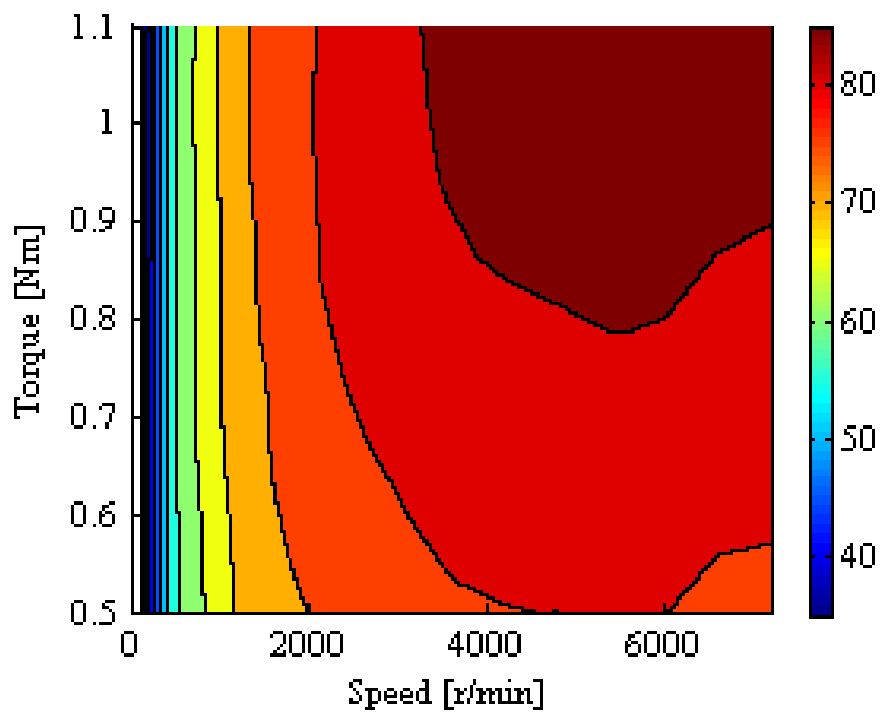


図 4.5 電気自動車駆動システムを模した動作をする際の消費電力量





(a) 2 レベルインバータ



(b) 3 レベルインバータ

図 4.6 各インバータ方式により駆動した際のシステムの効率関数

表 4.3 電気自動車駆動システムを模した動作をする際の消費電力量の計算結果

Inverter topology	Calc.	Meas.	Error ratio
Two-level	68.4 Wh	70.8 Wh	3.39%
Three-level	65.2 Wh	68.2 Wh	4.40%

### 4.3.3 フライホイールエネルギー貯蔵システムの消費電力量

図 4.2 に示した駆動システムにて、電力平準化システムに適用するフライホイールエネルギー貯蔵システム (FESS) を模擬し、消費電力量を測定する。

図 4.7 に電力平準動作時のフライホイールの回転速度指令の一例を示す<sup>(101)</sup>。FESS では、フライホイールが減速した場合、発電機を介して運動エネルギーが電気エネルギーに変換されるため、発電機として動作する。一方で、フライホイールが加速するとき、電気エネルギーが運動エネルギーに変換されるため、貯蔵する。

また、電動機の出カトルクは慣性モーメントと加速度によって決定する。したがって、負荷トルク指令は(4.25)式で表される。

$$T_L(n) = (J_f - J_m) \frac{N(n) - N(n-1)}{T_s} \dots\dots\dots(4.25)$$

ここで、 $J_f$  はフライホイールの慣性モーメント、 $J_m$  は電動機の慣性モーメントである。

図 4.8 に FESS を模した動作をする際の消費電力量の測定結果を示す。平均の消費電力量は 2 レベルインバータを適用した場合で 67.4 Wh, 3 レベルインバータを適用した場合で 57.8 Wh である。したがって、3 レベルインバータの適用により、消費電力量を 14.3%低減することができる。

表 4.4 に FESS を模した動作をする際の消費電力量の計算結果を示す。計算結果と測定結果の誤差率は 5%未満である。以上の結果より、提案する計算手法の妥当性が確認できる。

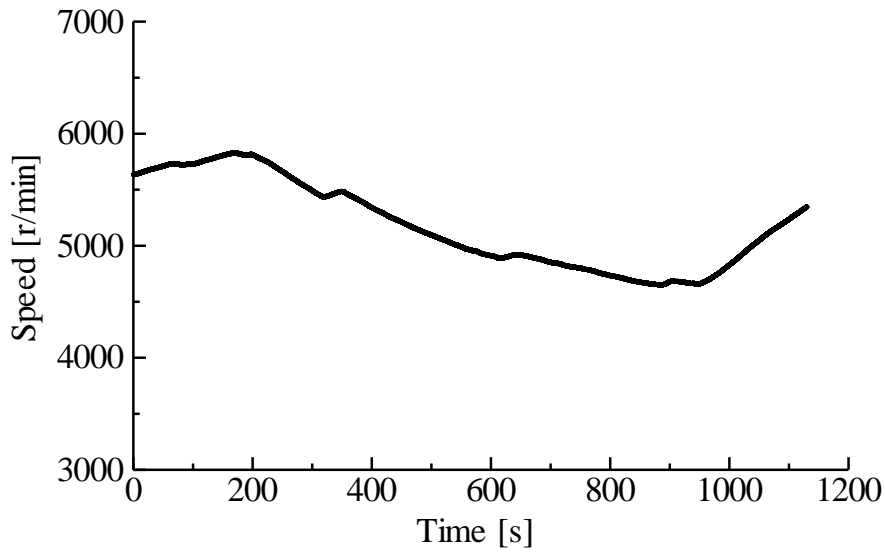


図 4.7 電力平準動作時のフライホイールの回転速度指令の一例<sup>(101)</sup>

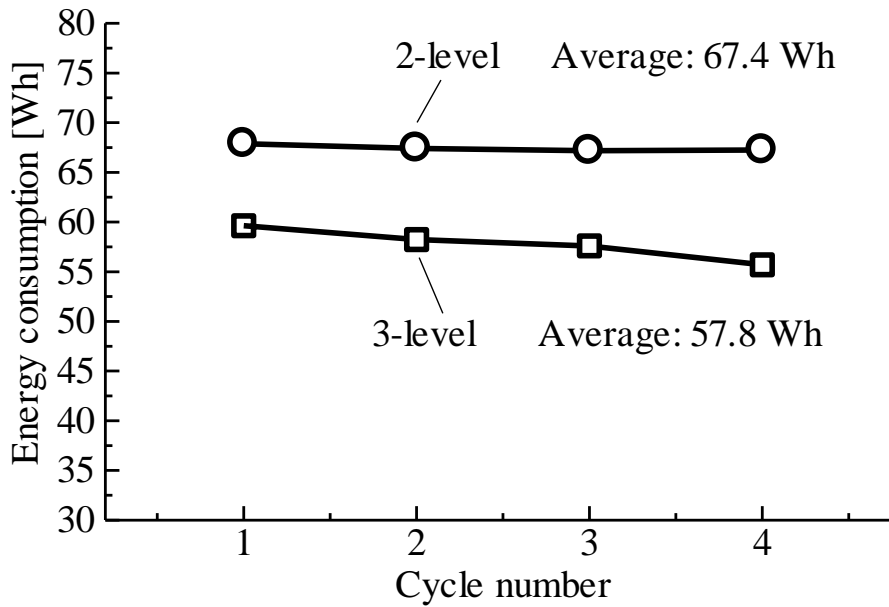


図 4.8 FESS を模した動作をする際の消費電力量

表 4.4 FESS を模した動作をする際の消費電力量の計算結果

Inverter topology	Calc.	Meas.	Error ratio
Two-level	66.0 Wh	67.4 Wh	2.16%
Three-level	59.6 Wh	57.8 Wh	3.06%

## 4.4 ハイブリッド自動車用駆動システムにおける消費電力量評価

本章では実際のハイブリッド自動車（HEV）駆動システムについて消費電力量を考察する。具体的にはインバータに2レベルインバータ、3レベルインバータを適用した場合の消費電力量を比較する。また、3レベルインバータが2レベルインバータに対して、より効果的に消費電力量を低減できる駆動条件を検証する。

### 4.4.1 効率関数の作成

実際のHEVの詳細な仕様は公表されていないため、文献などを使って推測していく。

文献(102)より、インバータの直流電圧は650V、最大電流は141Aと仮定する。直流電圧と最大電流より、スイッチング素子には2レベルインバータ、3レベルインバータともにIGBT(6MBI300V-120-50, 1200V, 300A, 富士電機)を使用し、3レベルインバータにおいては直流中性点に接続する双方向スイッチにIGBT(6MBI300V-120-50)を逆直列に接続したものを使用する。また、キャリア周波数はどちらの方式も5kHzとする。以上の条件より、インバータの効率関数は回路シミュレータ(PLECS)を用いて導出する。なお、回路シミュレータによる損失と実機での測定結果は速度、トルクに対する効率の傾向が一致していることを確認している<sup>(103)</sup>。

また、永久磁石同期電動機の効率関数には文献(103)に記載されている2レベルインバータ(キャリア周波数5kHz)により駆動した際の効率関数から引用する。なお、本章では比較のため3レベルインバータによる駆動時の効率関数も必要となる。そこで、インバータ方式や駆動条件による損失の変化に着目してスケーリングを行い、3レベルインバータにより駆動した際の効率関数を求める。

電動機の銅損は基本波成分が支配的であるため、インバータ方式によらず同じ値とみなすことができる<sup>(104)</sup>。また、電磁鋼板は永久磁石と比べて渦電流が流れにくい構造であるため、インバータ方式の違いによる高調波の差異により電磁鋼板に生じる高調波損失の違いは非常に小さい。したがってインバータ方式により顕著に変化する損失は磁石に発生する渦電流損が支配的といえる。磁石渦電流損は正弦波電圧により駆動した場合は、ほとんど発生しないことから、駆動周波数に対する依存性は小さく、高調波成分が支配的である。また、2レベルインバータと3レベルインバータでは、変調率に対する高調波含有率の特

性が異なるが、磁石渦電流損は分布巻タイプの場合、電流振幅、電流位相による損失変化も小さい<sup>(104)</sup>。したがって、変調率に対する依存性は小さい。以上から、磁石渦電流損は回転数、負荷トルクに依らず一定量の損失が低減できると考えることができる。

図 4.9 に有限要素法により解析した電動機損失を示す。回転数および負荷トルクが異なる条件において、2 レベルインバータでは平均 299 W（標準偏差 63.3 W）の損失に対し、3 レベルインバータでは 144 W（標準偏差 37.8 W）と 52%減少することを確認している。そこで、ここでは、2 レベルインバータにより駆動したときの電動機損失から 155 W 減らした分を 3 レベルインバータにより駆動した場合の電動機損失として、効率関数を導出する。

図 4.10 に各インバータ方式により駆動した際のシステムの効率関数を示す。3 レベルインバータの方が効率 95% を中心とした高効率となる領域が拡大していることが確認できる。

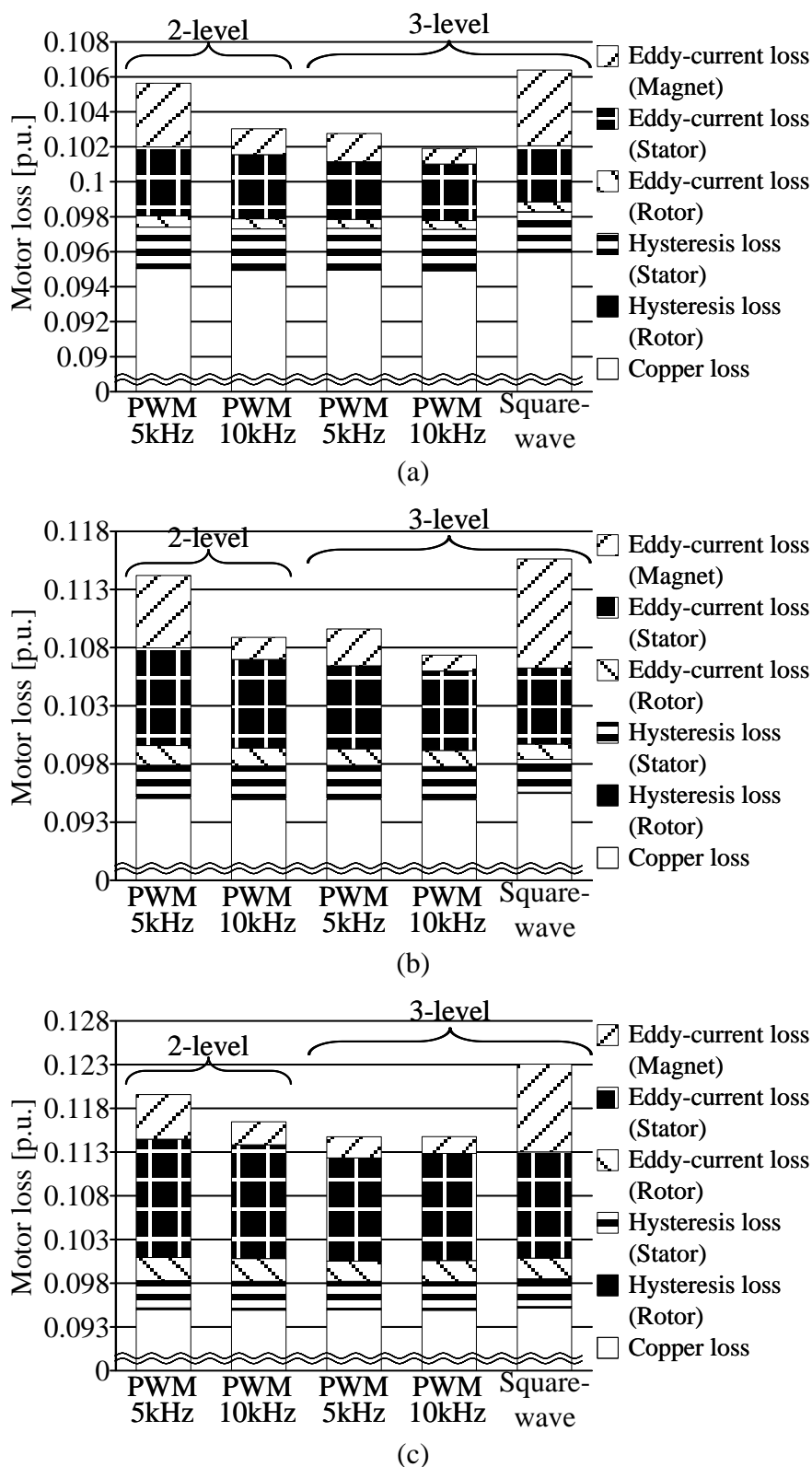
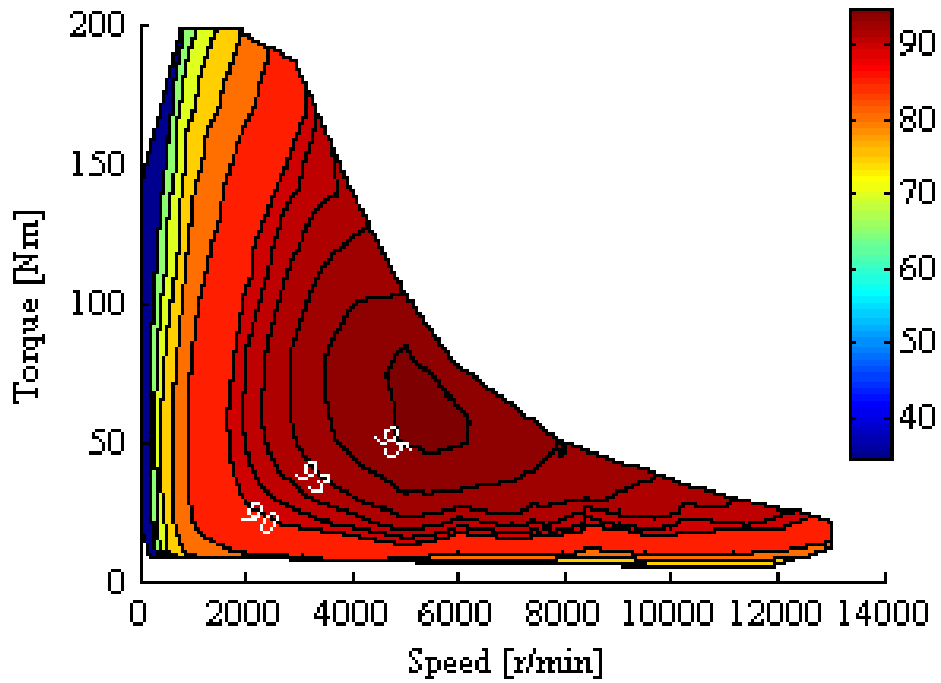
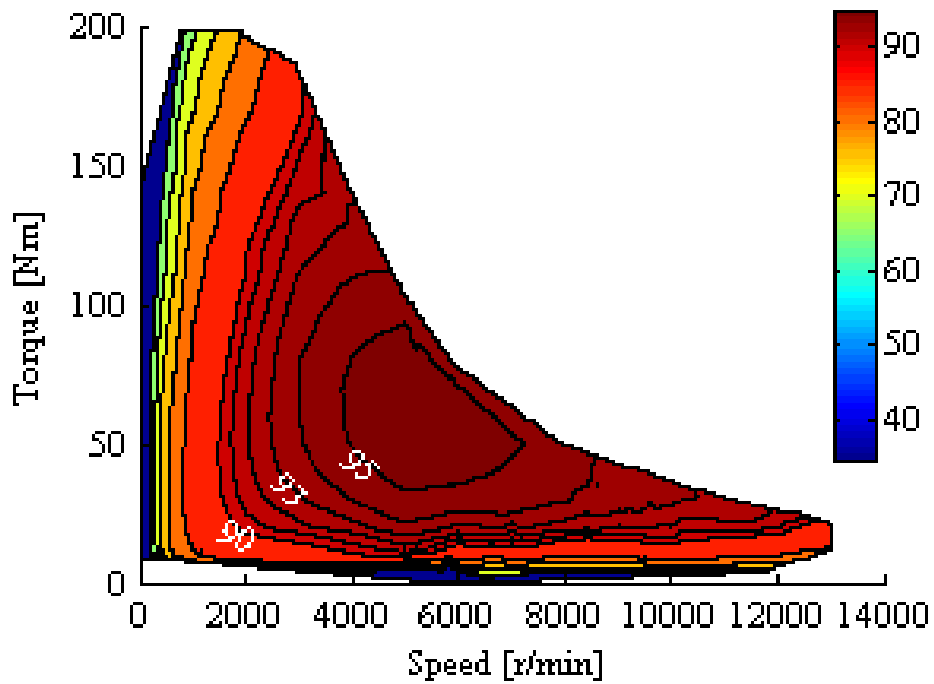


図 4.9 HEV 用永久磁石同期電動機の損失解析結果



(a) 2レベルインバータ



(b) 3レベルインバータ

図 4.10 HEV 用永久磁石同期電動機駆動システムの効率関数

## 4.4.2 JC08 モードによる評価

続いて、JC08 モードによる駆動時の消費電力量を計算する。ここでは、走行路の勾配を2通り想定するため、勾配0%、勾配10%におけるトルクパターンを与えるものとする。なお、今回は対象車両の諸元が不明なため、文献(100)に記載されている電動機の世界速度-トルク特性および走行抵抗をもとにスケールリングを行い、負荷トルクを決定する。勾配0%の場合は最大速度においてトルクを出力可能となるパターンに設定し、勾配10%では速度ゼロ付近において必要なトルクが最大トルクの20%であると仮定し、それぞれ(4.26)、(4.27)式で表す。

$$T_0(n) = 1.389 \times 10^{-7} \times \{N(n)\}^2 + 10 \dots\dots\dots(4.26)$$

$$T_{10}(n) = 1.389 \times 10^{-7} \times \{N(n)\}^2 + 40 \dots\dots\dots(4.27)$$

図4.11にJC08モードによる駆動時の消費電力量の計算結果を示す。ここで、1 p.u.はそれぞれの条件において、システムを2レベルインバータで駆動した場合の消費電力量としている。勾配0%においては、3レベルインバータの適用により、消費電力量を2.2%低減している。対して、勾配10%の場合は1.0%の低減となり、勾配0%よりも損失低減効果が小さくなっている。出力トルクを大きくするためには、インバータと電動機に流す電流を大きくする必要がある。ここで、インバータの損失に着目すると、スイッチング損は電流に比例し、導通損は電流の2乗に比例する。よって、電流が大きくなると、全損失に占める導通損の割合が大きくなる。2レベルインバータと3レベルインバータでは、先述した通り、原理的に導通損は変わらない。また、電動機損失に関しても、電流が大きくなれば銅損の占める割合が大きくなり、こちらもインバータ方式に依らず、ほぼ一定である。したがって、システムに流れる電流が大きくなるに連れて3レベルインバータによる損失低減効果が小さくなり、消費電力量の低減効果も小さくなる。



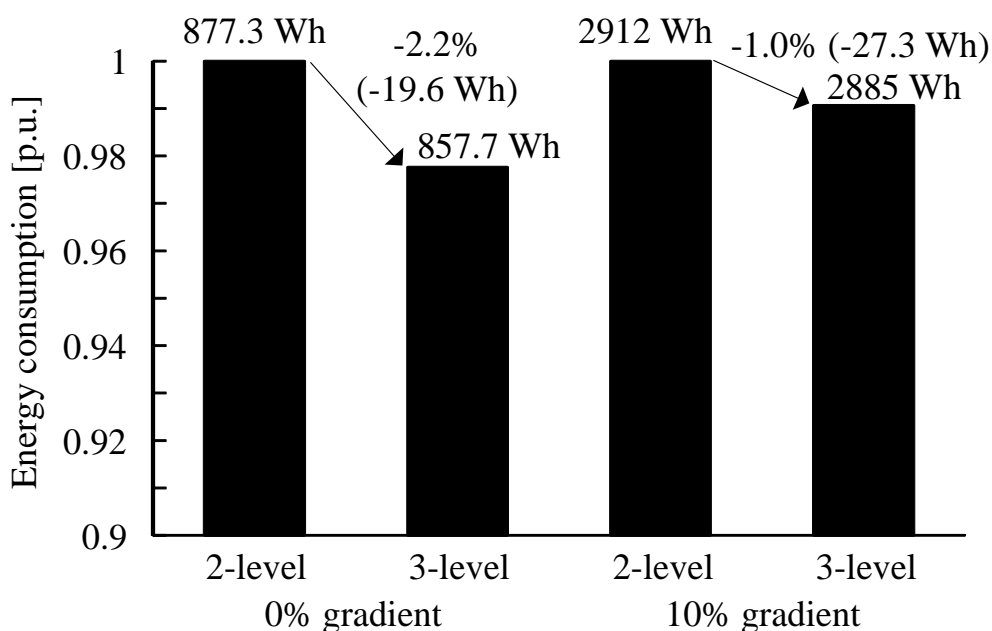


図 4.11 HEV 用永久磁石同期電動機駆動システムの消費電力量の計算結果

#### 4.4.3 各動作領域における評価

低速低トルク領域、低速高トルク領域、高速低トルク領域において、定トルク可変速モードと定速可変トルクモードにより駆動した際の消費電力量の計算を行う。

表 4.5 に各モード、各領域における速度とトルクの変化量を、図 4.12 に各モードにより動作する領域と速度およびトルクの変化パターンを示す。速度パターンはランプ状に、トルクパターンはステップ状にそれぞれ変化させ、9 サイクル分を計算する。

図 4.13 に定トルク可変速モードと定速可変トルクモードにより駆動した際の消費電力量を示す。ここで、1 p.u. はそれぞれの条件において、システムを 2 レベルインバータで駆動した場合の消費電力量としている。両方のモードで低速低トルク領域における消費電力量の低減効果が最も大きい。一方で低速高トルク領域では、ほとんど消費電力量の低減効果がみられない。この領域では出力トルクを大きくするために、トルク電流が大きくなる。したがって、低速高トルク領域と同様に導通損と銅損の影響が大きくなり、3 レベルインバータによる損失低減率が小さくなる。ただし、消費電力量の低減効果を物理量(Wh)で見ると、低速高トルク領域および高速定トルク領域ともに低速低トルク領域よりも上回っている。したがって、3 レベルインバータは重負荷においても消費電力量の低減量が小さく

## 第4章

### 効率関数による消費電力量の評価方法と回路方式に着目した低消費電力量化

なるわけではない。

以上の検討により、3レベルインバータが2レベルインバータに対して、消費電力量の低減率が大きい条件は低速かつ低トルクとなる領域での駆動であり、高速、高トルク出力になるにつれて、2レベルインバータに対する消費電力量の低減率が小さくなる。また、これを自動車の走行に当てはめた場合、市街地走行モードでは3レベルインバータによる消費電力量の低減率が大きい、登坂走行モードや高速巡航モードでは3レベルインバータによる低減率が小さくなる。したがって、3レベルインバータは街乗りを中心とした小型の電気自動車のシステムに対して有効と考えられる。

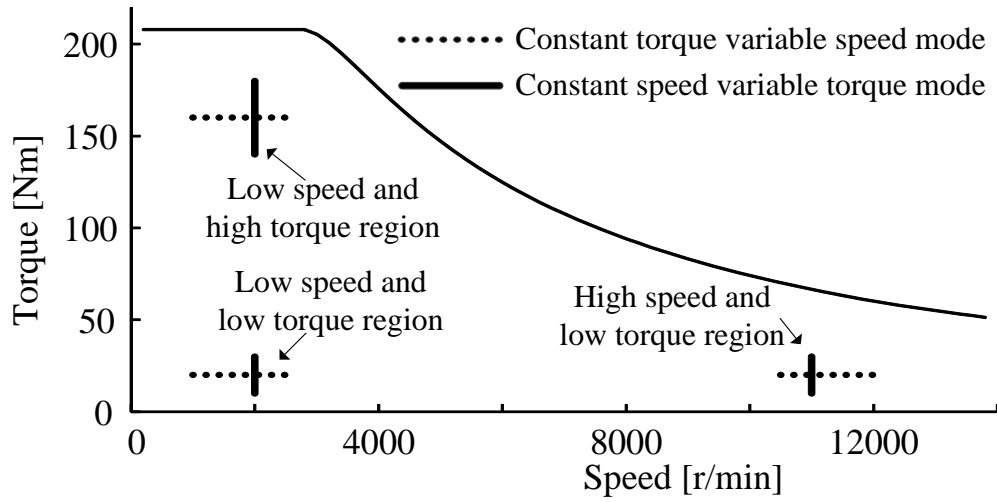
表 4.5 各モード、各領域における速度とトルクの変化量

(a) 定トルク可変速モード

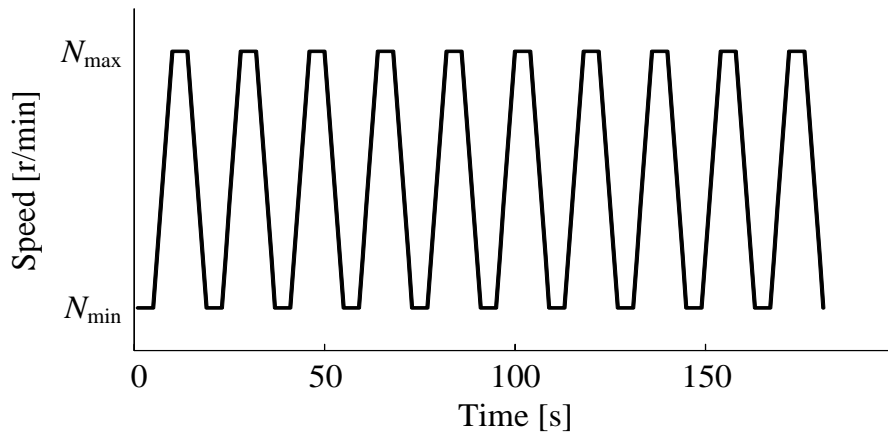
	Speed [r/min]	Torque [Nm]
Low speed and low torque region	1000 ~ 2500	20
Low speed and high torque region	1000 ~ 2500	160
High speed and low torque region	10500 ~ 12000	20

(b) 定速可変トルクモード

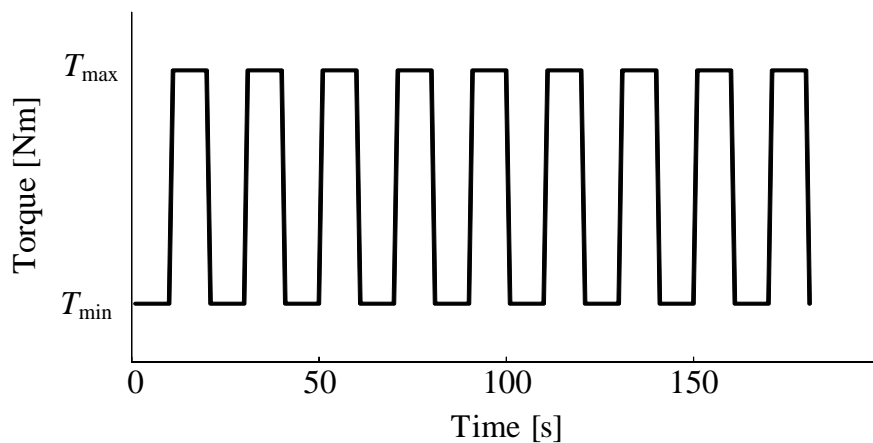
	Speed [r/min]	Torque [Nm]
Low speed and low torque region	2000	10~30
Low speed and high torque region	2000	140~180
High speed and low torque region	11000	10~30



(a) 評価対象の動作領域



(b) 定トルク可変速モードにおける速度パターン

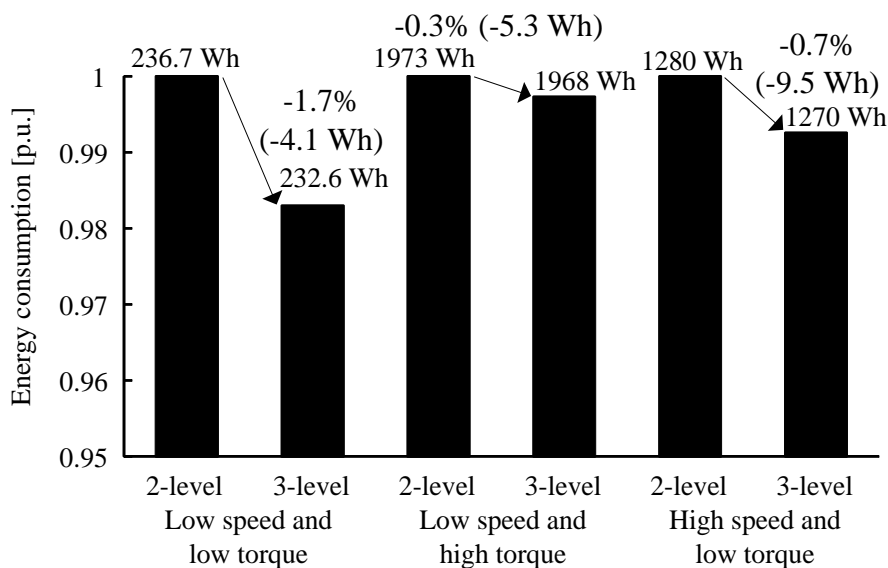


(c) 定速可変トルクモードにおけるトルクパターン

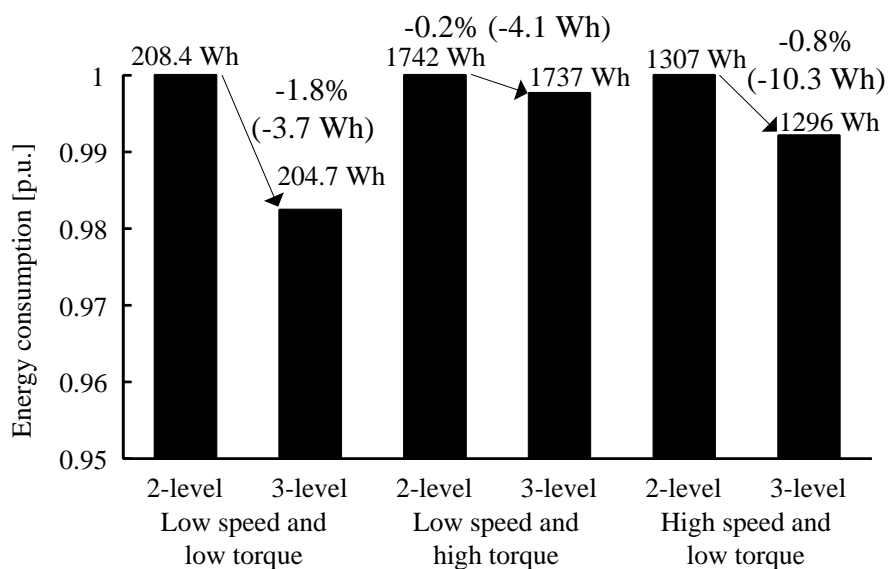
図 4.12 各モードにより動作する領域と速度およびトルクの変化パターン

## 第4章

### 効率関数による消費電力量の評価方法と回路方式に着目した低消費電力量化



(a) 定トルク可変速モード



(b) 定速可変トルクモード

図 4.13 定トルク可変速モードと定速可変トルクモードにより駆動した際の消費電力量

## 4.5 結言

本章では、永久磁石同期電動機駆動システムにおけるインバータ回路方式の選定ため、消費電力量を比較する方法を検討した。駆動システムでは速度や負荷の変化に伴い、変換器損失、電動機損失が時間とともに変化するため、効率関数を用いて消費電力量を計算する手法を検討した。また、3レベルインバータが2レベルインバータに対してより有利になる電動機の動作領域の検討を行った。以下に、本章で得た結果を示す。

1. 効率関数から駆動システムの消費電力量を計算する手法を体系的に示した。
2. 電気自動車向け永久磁石同期電動機のミニモデルを2レベルインバータと3レベルインバータによりそれぞれ駆動するための実機システムを構築した。また、このシステムの効率関数を作成し、効率関数を用いた消費電力量の計算結果と実機システムにて直接測定した消費電力量を比較した。その結果、これらの誤差率は5%未満であることを確認した。
3. 実機システムにおいて、負荷トルクを変化させることで、フライホイールエネルギー貯蔵システムを模擬した。この模擬システムにおいても消費電力量を計算結果と測定結果で比較したところ、誤差率は5%未満であることを確認した。したがって、効率関数を用いて消費電力量を計算する手法の妥当性を確認した。
4. 実際のハイブリッド自動車用永久磁石同期電動機駆動システムにおいて、3レベルインバータを適用した場合の消費電力量低減効果を検討した。その結果、市街地走行モードでは3レベルインバータの適用による消費電力量低減効果が得られるが、登坂走行および高速巡航モードでは2レベルインバータとの消費電力量の差が小さくなった。したがって、3レベルインバータは街乗りを中心とした小型の電気自動車のシステムに対して有効と考えられる。

## 第4章

### 効率関数による消費電力量の評価方法と回路方式に着目した低消費電力量化

---

## 第5章

# 非線形変調による低消費電力量化と可変フィルタを用いた簡易速度制御

### 5.1 緒言

駆動システムの低消費電力量化手法として、変調方式に着目することは有効である。特にインバータのスイッチング損を低減できるような手法が効果的である。スイッチング損を低減するには、スイッチング周波数を低減すれば良いが、スイッチング周波数の低減はインバータ出力電圧の高調波成分を増やすことになり、電動機損失の増加につながるため、単にスイッチングを低周波化することはできない。また、スイッチング損を低減する手法としては入力電圧を下げる手段もある。これは軽負荷や低速回転のように出力電圧振幅が小さい駆動領域における低消費電力量化には有効である。しかし、電動機の動作領域を縮小することにつながるため、別途対策が必要である。電動機に永久磁石同期電動機を用いる場合、動作領域の拡大には弱め磁束制御が使われる<sup>(105)-(107)</sup>。弱め磁束制御は永久磁石により発生する磁束を減らすための電流を流すことにより、回転数増加に伴う誘起電圧の上昇を抑える制御法である。この手法は電流を多く流すことになるため、導通損や銅損の増加という問題点がある。また、昇圧回路をインバータの前段に配置することで、回転数に応じてインバータ入力電圧を調整する方法がある<sup>(108)</sup>。この方法では高回転領域でも必要最低限の電圧をインバータに供給できるため、スイッチング損を低く抑えられるが、出力電力が大きくなるにつれて、電流が増加し、昇圧回路の導通損が大幅に増加するため、

## 第5章

### 非線形変調による低消費電力量化と可変フィルタを用いた簡易速度制御

---

結果として効率の悪化を招く。また、昇圧リアクトルが必要になるため、回路体積の増加という問題もある。これらに対して、インバータの非線形変調領域を利用する方法が有効であると考えられる。この方法では追加部品を必要とせず、方形波電圧にいたるまでは弱め磁束制御の必要もないため、電流を抑えることもできる。また、スイッチング回数が線形変調領域に比べて減るため、スイッチング損のさらなる低減につながる。ただし、非線形変調領域は電流に低次高調波を含むため、線形変調領域で一般的に使われる制御系をそのまま適用できないことが多い。したがって、非線形変調領域でも適用できる制御系を検討する必要がある。

本章では、線形変調領域、非線形変調領域のどちらにも適用できるオープンループ制御に基づく速度制御を検討する。オープンループ制御は原理的に回転子の位置情報を必要とせず、また電動機パラメータを使わない制御系であるため、他の制御法と比べて、制御系の構築が簡単となる。なお、制御器に汎用マイコンの使用を前提としているが、方形波電圧領域において、出力したい電圧と実際出力電圧との間に誤差が生じる。これによりトルク脈動が増加するため対策が必要となる。そこで、従来のオープンループ制御でも使われている脱調防止用の安定化制御にトルク脈動低減制御の機能を付加する。

本章では、はじめにオープンループ制御系の特徴を述べた後、方形波電圧駆動の動作検証をシミュレーションにて行う。次に、トルクが脈動する原因の考察を行うため、制御系の解析を行う。続いて、解析した結果と考察をもとにトルク脈動低減手法を検討し、シミュレーションと実機実験により提案手法の効果を明らかにする。最後に非線形変調領域の利用による低消費電力量化の効果を評価する。



## 5.2 永久磁石同期電動機のオープンループ制御

### 5.2.1 方形波電圧による永久磁石同期電動機の駆動

一般的に永久磁石同期電動機をベクトル制御する場合、永久磁石の作る磁束の向きを  $d$  軸とし、誘起電圧ベクトルの方向を  $q$  軸とする  $d$ - $q$  座標を用いる。しかし、オープンループ制御では永久磁石の作る磁束の向きが不明であるため、 $d$ - $q$  座標を用いることができない。そこで、オープンループ制御では、インバータ出力電圧ベクトルの方向を  $\delta$  軸と定義し、 $\delta$  軸から  $90$  度遅れの方向を  $\gamma$  軸とする  $\gamma$ - $\delta$  座標を用いる<sup>(109)</sup>。

図 5.1 に  $d$ - $q$  座標と  $\gamma$ - $\delta$  座標の関係を示す。インバータ出力電圧ベクトルと同じ方向の成分の電流は有効電力を発生させることから、電流ベクトルの  $\delta$  軸方向成分  $i_\delta$  は有効電流となる。同様に電流ベクトルの  $\gamma$  軸方向成分  $i_\gamma$  は無効電流となる。

図 5.2 に方形波電圧領域まで駆動することを想定した安定化制御を付加したオープンループ制御に基づく速度制御系のブロック図を示す。線形変調領域と台形波変調領域では  $V/f$  制御により駆動される。ここで、台形波変調領域では電圧基本波振幅が変調率に対して比例せず、非線形に変化する。そこで、変調率と電圧基本波振幅の関係を線形化するための補正テーブルを用いる。また、方形波電圧領域では電圧基本波振幅が一定となるため、周波数のみ制御する。さらに、永久磁石同期電動機の場合、単純な速度オープンループ制御を行うと、負荷角の振動により制御系が不安定化する。したがって、出力周波数指令値を調整するために有効電流  $i_\delta$  をフィードバックする。この安定化制御では等価的に負荷角のフィードバック制御を実現するため、制御系を安定にすることができる。

次に、永久磁石同期電動機をオープンループ制御により速度制御した際における、線形変調領域から方形波電圧領域への移行動作をシミュレーションにより確認する。制御対象となる電動機のパラメータは表 5.1 に示すとおりである。また、インバータは 2 レベルインバータとし、キャリア周波数は  $10$  kHz に設定する。

図 5.3 に線形変調領域から方形波電圧領域への移行動作のシミュレーション結果を示す。速度は指令値通りに制御されており、線形変調領域から台形波変調領域を経て、方形波電圧領域へスムーズに移行できていることがわかる。しかし、方形波電圧領域において、トルク脈動が増加している速度があることを確認できる。

図 5.4 に方形波電圧領域のいくつかの速度におけるトルクの高調波解析結果を示す。ここで、永久磁石同期電動機を方形波電圧にて駆動した場合、電圧に含まれる高調波成分によって、6 の倍数次成分の高調波トルクが発生する。しかし、それらとは異なる低次の高調波トルクが発生していることが確認できる。特に、 $\omega=0.74$  p.u. と  $\omega=0.96$  p.u. においては著しく低次の高調波トルクが発生している。過大なトルク脈動の発生は速度応答に悪影響を及ぼすため、低次高調波トルクを低減する制御とする必要がある。

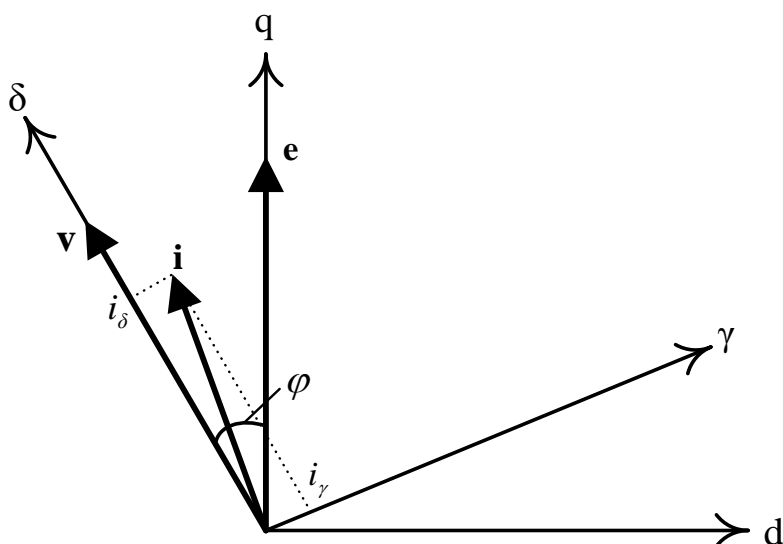


図 5.1 d-q 座標と $\gamma$ - $\delta$ 座標の関係

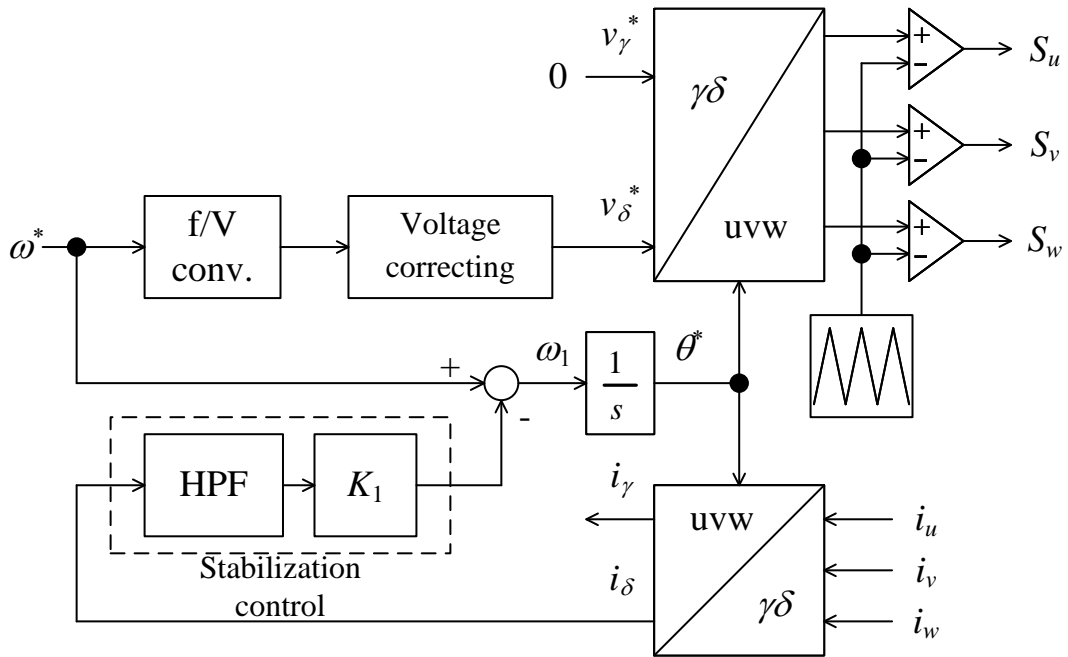


図 5.2 オープンループ制御に基づく速度制御系

(図 2.26 再掲)

表 5.1 永久磁石同期電動機のパラメータ

Rated power	3 kW
Rated torque	8 Nm
Maximum speed	12000 min <sup>-1</sup>
Rated current	17.3 Arms
Pole number	4
d-axis inductance	2.04 mH
q-axis inductance	2.24 mH
Winding resistance	133 mΩ
Linked flux	0.1066 Vs/rad
Moment of inertia	0.0013 kgm <sup>2</sup>

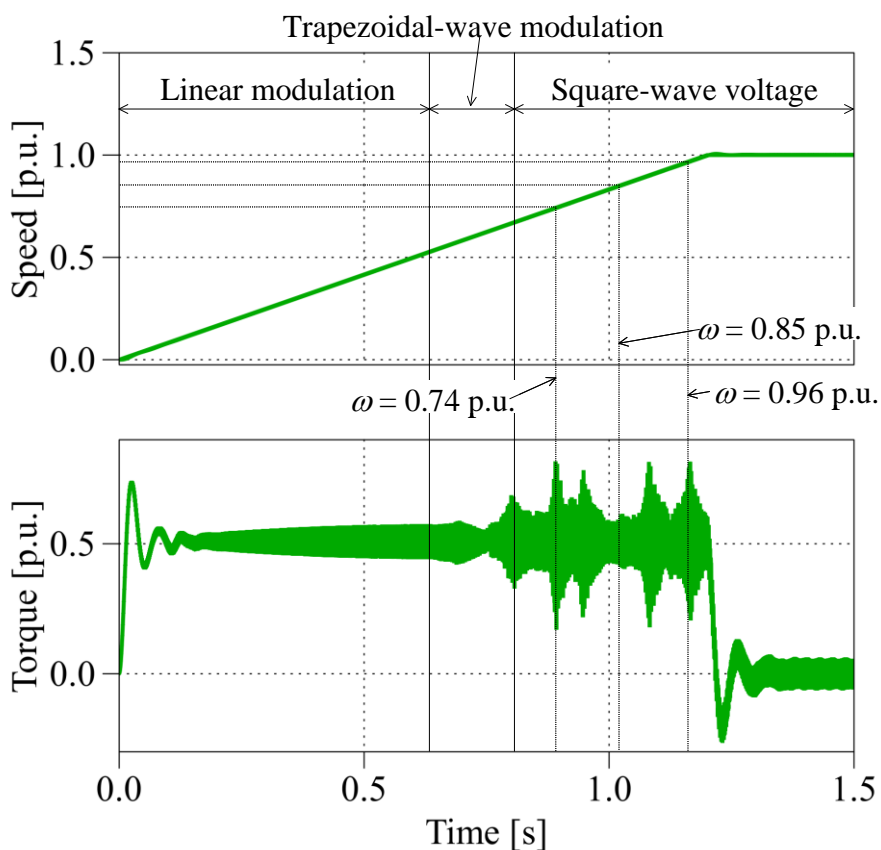


図 5.3 線形変調領域から方形波電圧領域への移行動作

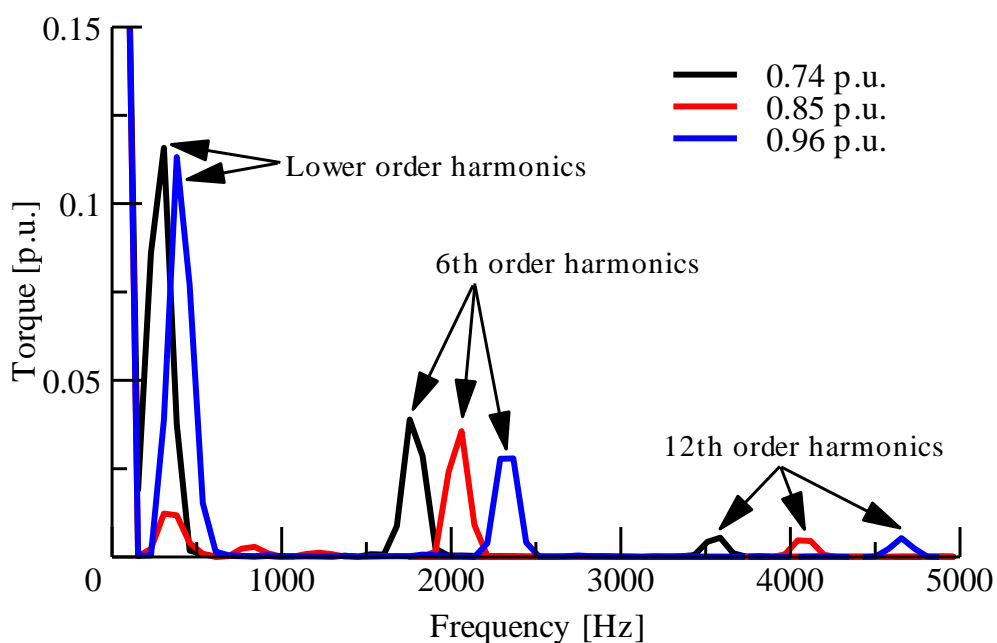


図 5.4 方形波電圧領域におけるトルクの高調波解析結果

### 5.2.2 制御系の解析

低次高調波トルクの発生原因を検討するため、オープンループ制御系のゲイン特性を解析する。なお、ここでは解析を簡単にするため、永久磁石同期電動機はd軸インダクタンスとq軸インダクタンスが等しい表面磁石型であると仮定する。

はじめに、制御系の状態方程式と出力方程式を導出する。γ-δ座標上における永久磁石同期電動機の電圧方程式は(5.1)式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt}L & -\omega_1 L \\ \omega_1 L & R + \frac{d}{dt}L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega \psi_m \begin{bmatrix} \sin \varphi \\ \cos \varphi \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.1)$$

$v_\gamma$ はγ軸電圧,  $v_\delta$ はδ軸電圧,  $R$ は巻線抵抗,  $L$ はインダクタンス,  $\psi_m$ は永久磁石による鎖交磁束,  $\omega$ は電動機の電気角速度,  $\omega_1$ はインバータ出力電圧の角速度,  $\varphi$ はd-q座標とγ-δ座標のずれ角である。トルクは(5.2)式で表される。

$$T = P_f \psi_m i_q = P_f \psi_m (i_\gamma \sin \varphi + i_\delta \cos \varphi) \dots\dots\dots (5.2)$$

$P_f$ は極対数,  $i_q$ はq軸電流を表す。また、電動機の電機角速度とトルクの関係は(5.3)式にて表される。

$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{P_f}{J} T = \frac{P_f}{J} P_f \psi_m (i_\gamma \sin \varphi + i_\delta \cos \varphi) \dots\dots\dots (5.3)$$

なお、γ-δ座標の回転速度とd-q座標の回転速度は定常時に等しくなる。しかし、これらの回転速度は電動機の電気角周波数が変化すると異なる。したがって、ずれ角 $\varphi$ は過渡的にゼロではなくなり、(5.4)式となる。

$$\frac{d}{dt} \varphi = \omega_1 - \omega - K_1 i_\delta \dots\dots\dots (5.4)$$

$K_1$ は安定化制御のゲインである。また、ずれ角 $\varphi$ は負荷角と等しくなる。

ここで、オープンループ制御系の状態方程式は(5.1)式, (5.3)式, (5.4)式より、4次となる。ただし、これらの式は非線形であるため、定常近傍で線形化を行う。線形化した状態方程式および出力方程式はそれぞれ(5.5)式, (5.6)式にて表される。

第 5 章

非線形変調による低消費電力量化と可変フィルタを用いた簡易速度制御

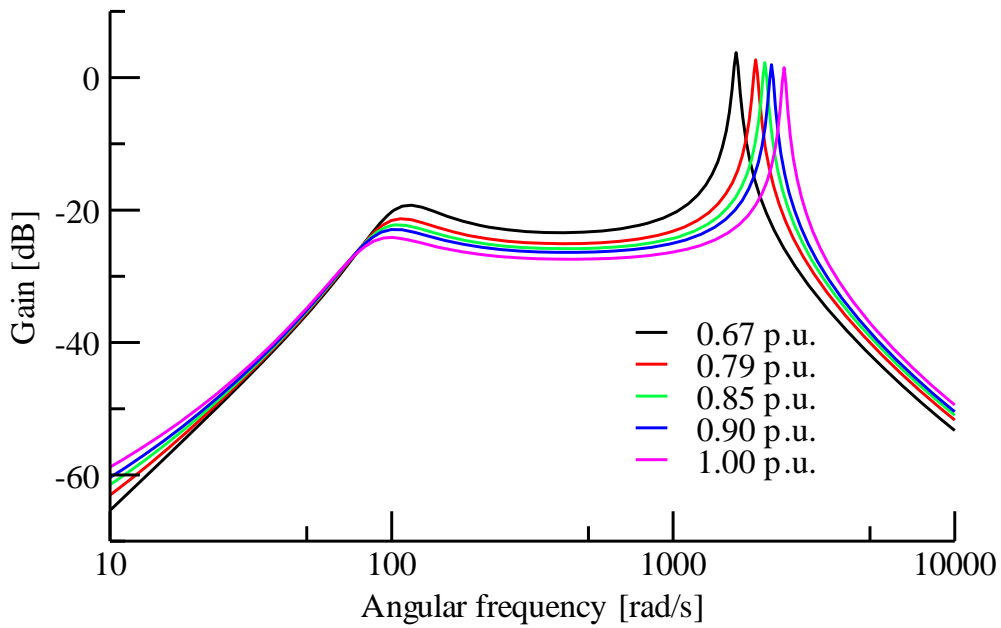
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_\gamma \\ \Delta i_\delta \\ \Delta \omega \\ \Delta \varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_0 - K_1 i_{\delta 0} & -\frac{\psi_m}{L} \sin \delta_0 & -\frac{\psi_m}{L} \omega_0 \cos \delta_0 \\ -\omega_0 & K_1 i_{\gamma 0} - \frac{R}{L} & -\frac{\psi_m}{L} \cos \delta_0 & \frac{\psi_m}{L} \omega_0 \sin \delta_0 \\ \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \sin \delta_0 & \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \cos \delta_0 & 0 & \frac{P_f^2 \psi_m}{J} (i_{\gamma 0} \cos \delta_0 - i_{\delta 0} \sin \delta_0) \\ 0 & -K_1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_\gamma \\ \Delta i_\delta \\ \Delta \omega \\ \Delta \varphi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & i_{\delta 0} \\ 0 & \frac{1}{L} & -i_{\gamma 0} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_\gamma \\ \Delta v_\delta \\ \Delta \omega_1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.5)$$

$$\Delta T = \begin{bmatrix} P_f \psi_m \sin \varphi_0 & P_f \psi_m \cos \varphi_0 & 0 & P_f \psi_m (i_{\gamma 0} \cos \varphi_0 - i_{\delta 0} \sin \varphi_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_\gamma \\ \Delta i_\delta \\ \Delta \omega \\ \Delta \varphi \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.6)$$

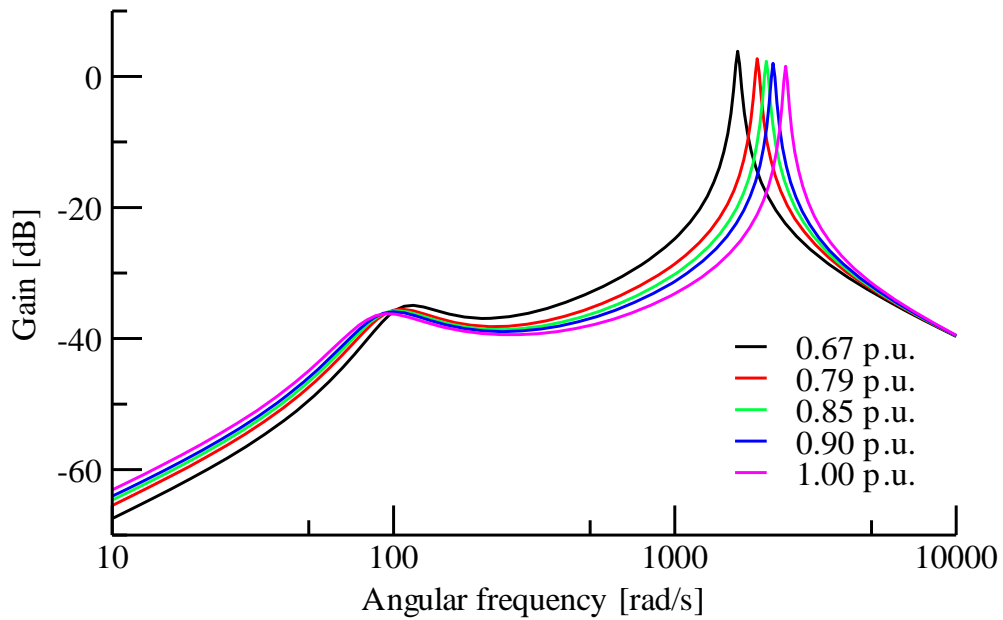
添字の 0 は各変数の定常値を表す。

次に、オープンループ制御系のゲイン特性を(5.5)式, (5.6)式から求める。なお、ゲイン特性と電動機の速度の関係の評価するため、いくつかの異なる速度におけるゲイン特性を導出する。

図 5.5 に永久磁石同期電動機のオープンループ制御系のゲイン特性を示す。この制御系では 3 つの入力変数を持つため、ゲイン特性も 3 つ導出されることになる。ただし、 $\Delta \omega_1$  は定常的にゼロとなるため、入力変数 $\Delta v_\gamma$ および $\Delta v_\delta$ に関するゲイン特性のみ導出する。図 5.5 より、制御系は共振角周波数を持ち、なおかつ電動機の電気角周波数と一致している。したがって、 $\Delta v_\gamma$ および $\Delta v_\delta$ が共振角周波数付近の成分で振動すると低次の高調波トルクが増加するということになる。



(a) 入力変数 $\Delta v_\gamma$ に対する出力 $\Delta T$



(b) 入力変数 $\Delta v_s$ に対する出力 $\Delta T$

図 5.5 永久磁石同期電動機のオープンループ制御系のゲイン特性

### 5.2.3 $\gamma$ 軸電圧と $\delta$ 軸電圧の振動励起

低次の高調波トルクが発生する要因は $\gamma$ 軸電圧と $\delta$ 軸電圧の振動である。これらの振動を励起する原因として、方形波電圧領域への移行が挙げられる。線形変調領域および台形波変調領域において、電圧指令  $v_\delta^*$  は速度指令に比例する。一方で、方形波電圧領域では  $v_\delta^*$  は一定になる。よって、方形波電圧に移行する際に、 $v_\delta$  の微小変化量  $\Delta v_\delta$  はステップ変化する。図 5.5(b) より、 $\Delta v_\delta$  を入力とするオープンループ制御系のゲイン特性は共振点を持つため、 $\Delta v_\delta$  がステップ変化すると、トルクは脈動する。

図 5.6 に方形波電圧に移行する速度 0.67 p.u. において  $\Delta v_\delta$  がステップ変化した際のトルクの微小変化量  $\Delta T$  の応答を示す。トルクが低次周波数成分で脈動しており、その周波数は制御系の共振角周波数付近であることが確認できる。このトルク脈動によって、安定化制御にフィードバックする有効電流  $i_s$  が共振角周波数付近で振動することになる。有効電流  $i_s$  の振動はインバータ出力電圧すなわち $\gamma$ 軸電圧と $\delta$ 軸電圧の振動を招き、さらなるトルク脈動を引き起こす。なお、図 5.6 ではトルクの振動が減衰しているものの、実際には方形波電圧駆動であり、スイッチング回数が少ないことから、制御応答が線形変調領域よりも遅くなる。このため、トルク脈動が持続すると考えられる。さらに、2.5節に示した通り、制御系を汎用のマイコンに実装すると、方形波電圧を生成しようとしても、正確に 180 度ごとにスイッチングすることができない。したがって、電圧指令値との間に誤差が生じることから低次の高調波トルクが発生することにつながる。

このように、低次の高調波トルクが発生する要因は複数ある。高調波トルクの大きさは速度により異なり、キャリア周波数や電動機のパラメータによって左右される。したがって、数式を用いて高調波トルクを推定し、補償するといった手法を用いることは困難である。そこで、トルクの脈動成分と同じ周波数成分を含む有効電流に着目し、電動機の脱調を防ぐ目的で付加している安定化制御に、低次の高調波トルクを低減する機能を付加する。



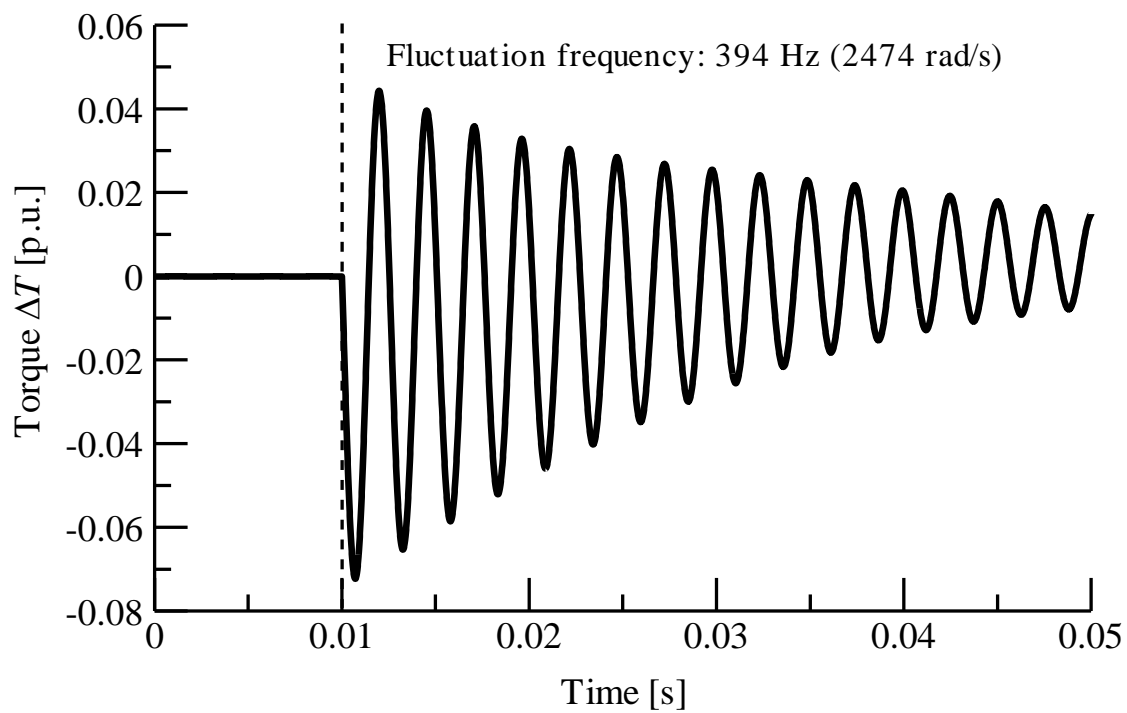


図 5.6 トルクの微小変化量のステップ応答

### 5.3 低次高調波トルクの低減方法

低次の高調波トルクを低減する手法を検討する。安定化制御として有効電流をフィードバックしているが、この有効電流にトルクの脈動成分と同じ周波数成分を含む。これが電圧の振動の原因であることから、制御系に対する  $i_d$  の振動の影響を抑制する必要がある。そこで、インバータ出力角周波数指令値に対して、制御系の共振角周波数成分を補償することでトルク脈動の安定化を図る。

図 5.7 に低次高調波トルクの低減制御を追加した永久磁石同期電動機のオープンループ制御のブロック図を示す。提案制御はバンドパスフィルタにより構成する。有効電流  $i_d$  に含まれる共振角周波数成分を取り出し、インバータ出力角周波数指令に対してフィードバックする。また、図4より制御系の共振角周波数は速度によって変化しているため、可変バンドパスフィルタとしている。ここで、共振角周波数は電気角周波数と一致することから、フィルタの中心角周波数は出力角周波数指令とする。可変バンドパスフィルタは双二次フィルタにより構成する。なお、PWM 電圧および過変調電圧領域では、脈動低減制御は不要であるため、フィルタのゲイン  $K_2$  は 0 とする。

図 5.8 に可変双二次フィルタのブロック図を示す。フィルタ係数をインバータ出力周波数に合わせて変化させる。また、双二次フィルタは(5.7)式にて表される。

$$y_n = b_0 u_n + b_1 z^{-1} u_n + b_2 z^{-2} u_n - a_1 z^{-1} y_n - a_2 z^{-2} y_n \dots\dots\dots (5.7)$$

$u_n$  は入力信号、 $y_n$  は出力信号、 $a_1, a_2, b_0, b_1, b_2$  はフィルタ係数である。なお、バンドパスフィルタを構成する場合、各フィルタ係数はそれぞれ(5.8)式~(5.12)式にて求められる。

$$a_1 = \frac{-2 \cos \omega_c}{1 + \alpha} \dots\dots\dots (5.8)$$

$$a_2 = \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \dots\dots\dots (5.9)$$

$$b_0 = \frac{\alpha}{1 + \alpha} \dots\dots\dots (5.10)$$

$$b_1 = 0 \dots\dots\dots (5.11)$$

$$b_2 = -\frac{\alpha}{1 + \alpha} = -b_0 \dots\dots\dots (5.12)$$

ただし,

$$\omega_c = \frac{2\pi f_c}{f_s} \dots\dots\dots(5.13)$$

$$\alpha = \frac{\sin \omega_c}{2Q} \dots\dots\dots(5.14)$$

$f_c$  はインバータ出力周波数,  $f_s$  はサンプリング周波数であり, キャリア周波数と一致する。

また,  $Q$  は  $Q$  値であり, 通過帯域幅を決定する。ここで, 今回のケースでは  $b_1=0$  and  $b_2=-b_0$  となるため, 実質的に  $a_1, a_2, b_0$  だけを計算すればよい。

図 5.9 に可変双二次バンドパスフィルタにおける中心周波数とフィルタ係数の関係を示す。サンプリング周波数は 10 kHz,  $Q$  値は 0.7 としている。すべてのフィルタ係数が中心周波数に対してほとんど比例しているとみなすことができる。したがって, フィルタ係数を中心周波数の一次関数で定式化することが可能となる。これによりフィルタ係数をテーブルで保持する必要がなくなり, 制御器のメモリ使用量を低減することができる。

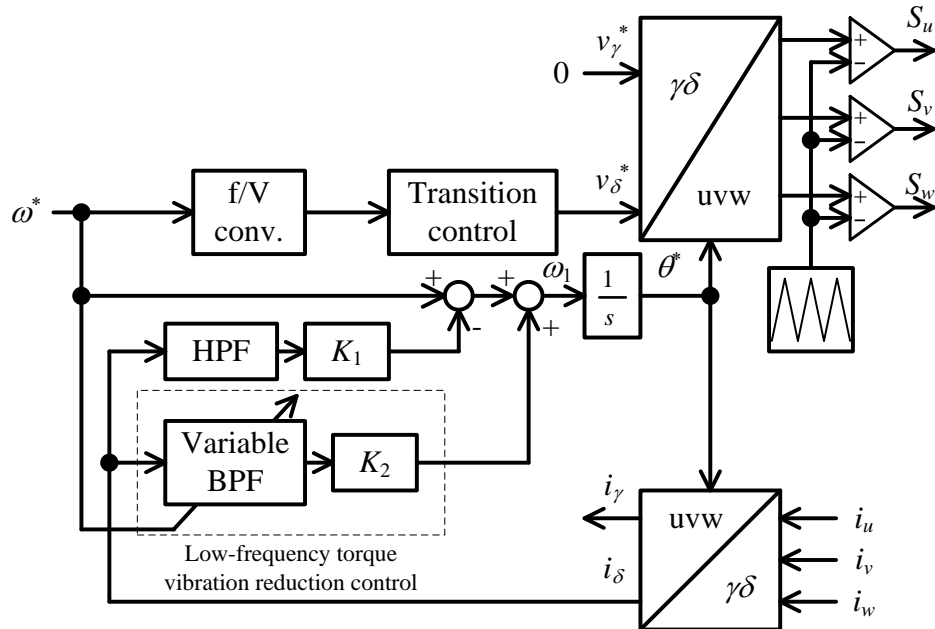


図 5.7 低次高調波トルクの低減制御を追加したオープンループ制御系

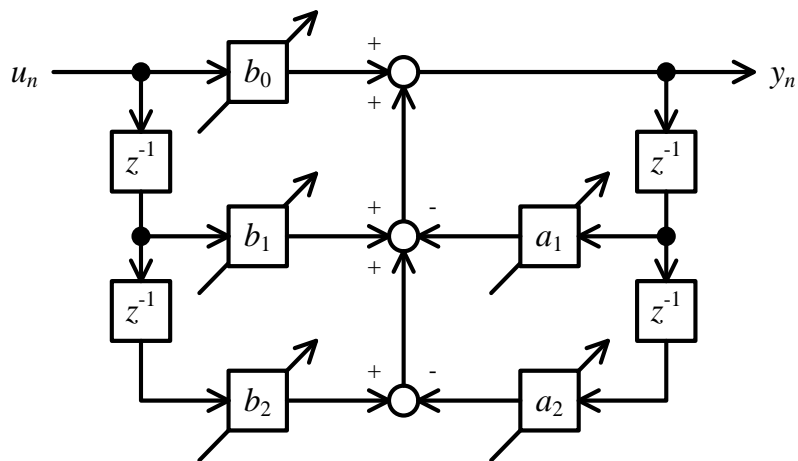


図 5.8 可変双二次フィルタのブロック図

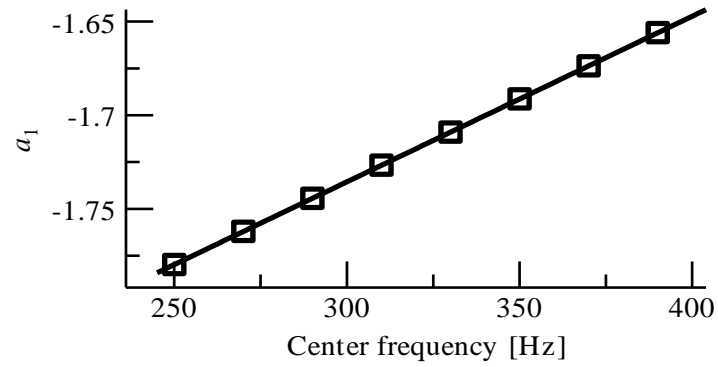
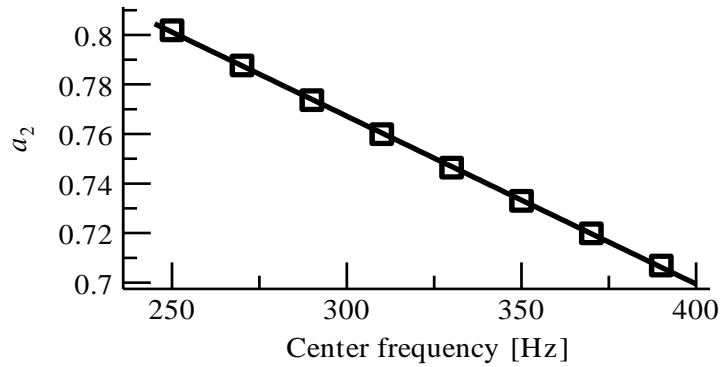
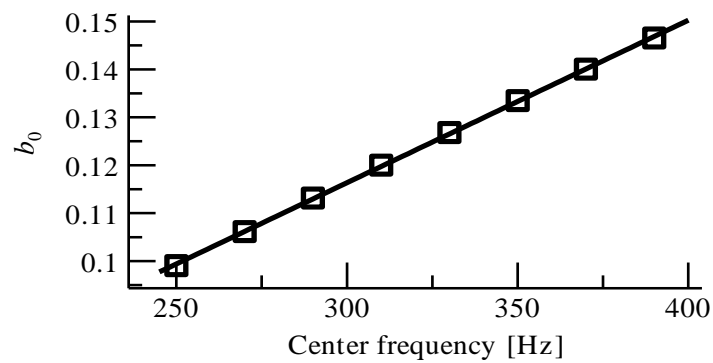
(a)  $a_1$ (b)  $a_2$ (c)  $b_0$ 

図 5.9 可変双二次バンドパスフィルタにおける中心周波数とフィルタ係数の関係

### 5.4 低次高調波トルク低減制御のシミュレーション結果

図 5.10 に低次高調波トルク低減制御の有無によるシミュレーション結果を示す。シミュレーション条件は図 5.3 と同様である。低次高調波トルク低減制御を使用しない場合と比較して、方形波電圧領域のある速度にて増大していたトルク脈動が低減していることが確認できる。

図 5.11 に図 5.10 における方形波電圧領域のトルク高調波解析結果を示す。図 5.4 と比較して、6 次、12 次の高調波成分は全く変わらないが、低次の高調波成分のみを低減していることが確認でき、トルクの安定化を実現している。

図 5.12 に低次高調波トルク低減制御の有無による低次高調波トルクの比較結果を示す。脈動の大きい速度 0.74 p.u. および 0.96 p.u. でともに 70% 程度低減していることが確認できる。なお、低次高調波トルクを完全に除去できていないのは、電圧波形が方形波であることによる制御応答の遅れや厳密な 180 度スイッチングができていないことによる電圧誤差が原因である。

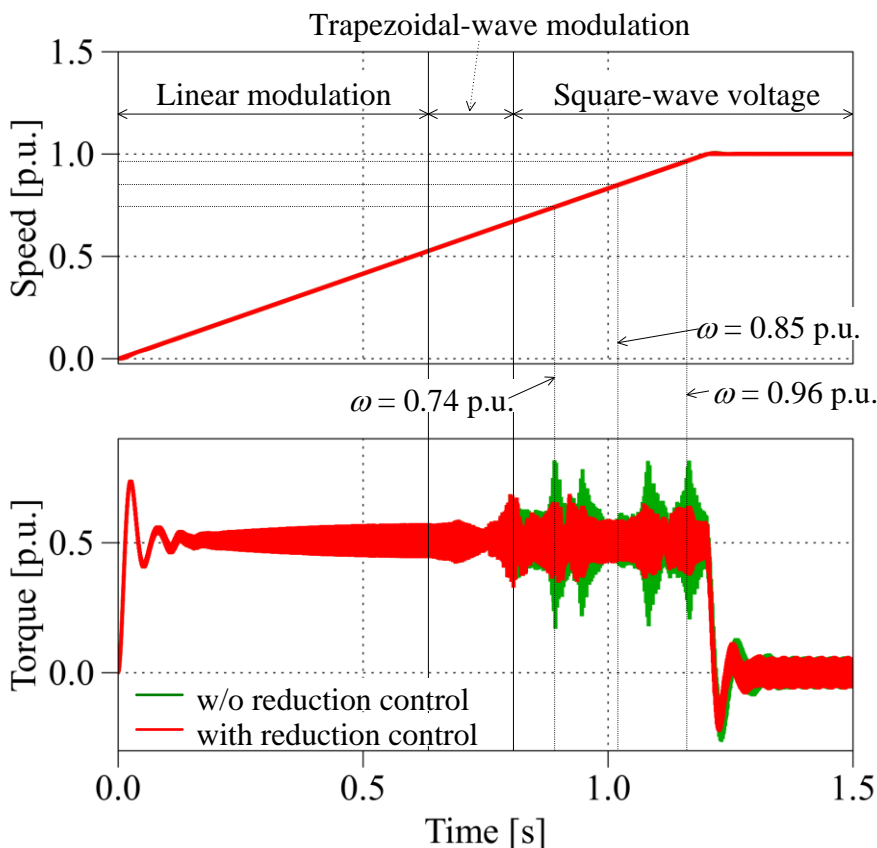


図 5.10 低次高調波トルク低減制御の有無によるシミュレーション結果

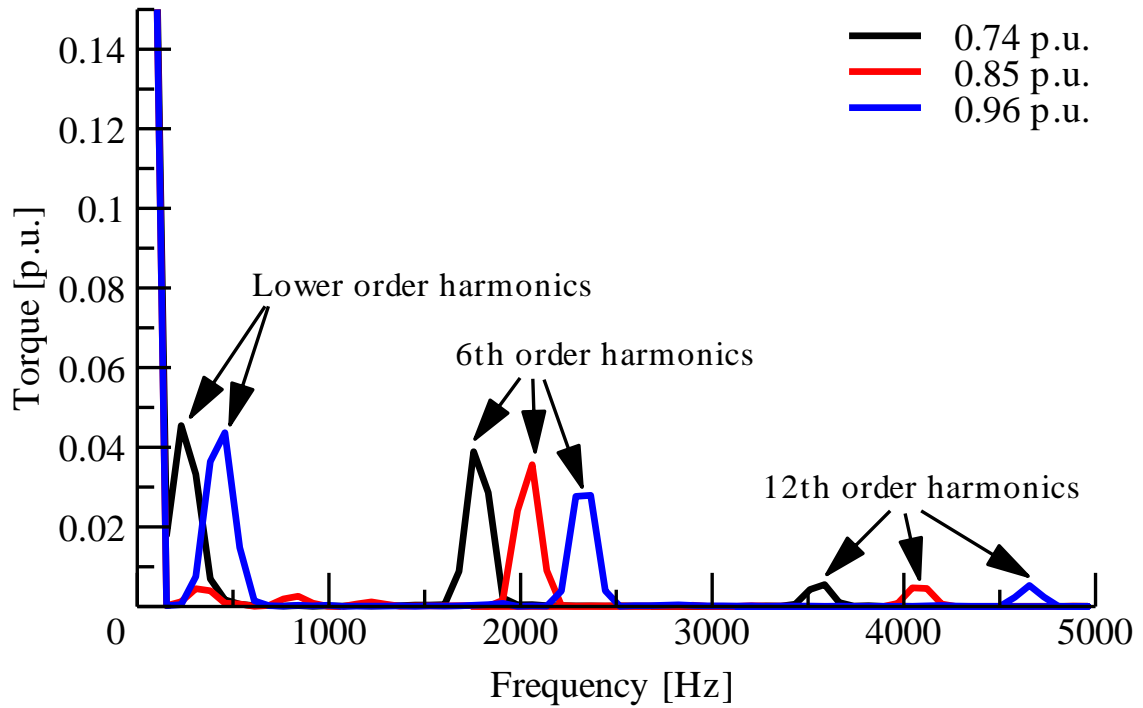


図 5.11 図 5.10 における方形波電圧領域のトルク高調波解析結果

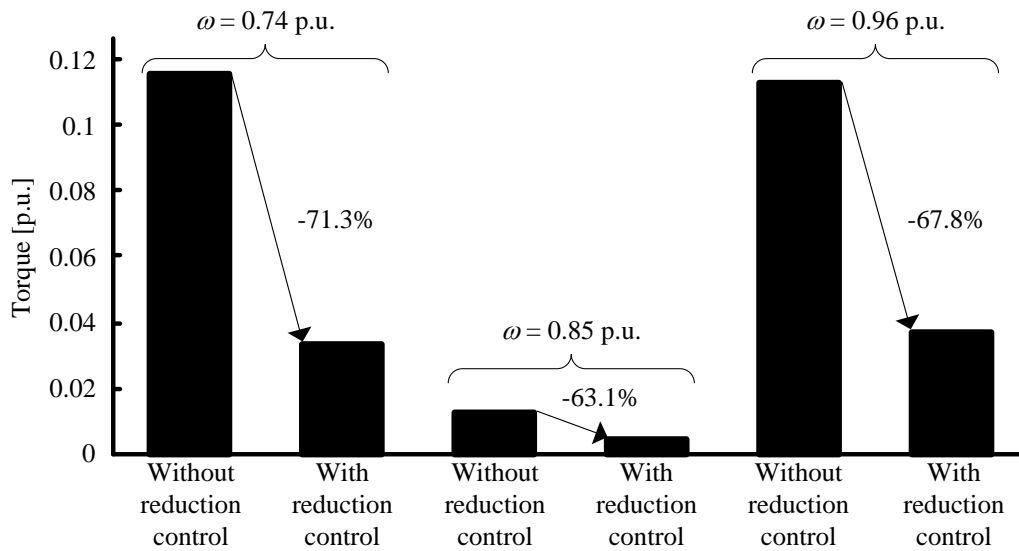


図 5.12 低次高調波トルク低減制御の有無による低次高調波トルクの比較結果

## 5.5 低次高調波トルク低減制御の実験結果

提案する低次高調波トルク低減制御の有用性を実機実験にて確認する。実験では制御周期を  $50 \mu\text{s}$  とし、駆動対象の電動機パラメータは表 5.1 に示す通りである。

図 5.13 に方形波電圧領域におけるインバータ出力線間電圧と線電流を示す。電動機は定格速度で回転している。図 5.13 から分かる通り、電動機は提案制御により正常に動作している。

図 5.14 に方形波電圧領域において加速しているときの電動機速度と  $q$  軸電流波形を示す。本実験装置ではトルク波形を直接測定することができないため、代わりに  $q$  軸電流波形を測定している。なお、 $q$  軸電流を計算するために回転子位置を検出しているが、あくまで観測用のための検出であり、制御系では一切使用していない。また、加速時間が長い方がトルク脈動の影響を受けやすいと考え、速度  $0.6 \text{ p.u.}$  から  $1 \text{ p.u.}$  まで  $6.67 \text{ s}$  で加速している。図 5.14(a)では、方形波電圧領域のいくつかの速度にて  $q$  軸電流の脈動が増大していることが確認できる。一方、図 5.14(b)では低次高調波トルク低減制御の適用によって、 $q$  軸電流の脈動が低減していることが確認できる。

図 5.15 に定常時における  $q$  軸電流波形を示す。 $q$  軸電流の脈動は定常状態でも加速状態と同様に生じており、脈動成分の振幅は  $0.325 \text{ p.u.}$  である。これに対して、低次高調波トルク低減制御を適用することで、 $q$  軸電流の脈動成分の振幅を  $0.172 \text{ p.u.}$  に低減できている。

図 5.16 に各速度における  $q$  軸電流の低次高調波成分の比較結果を示す。比較対象は図 5.14 において、 $q$  軸電流の脈動の大きい速度  $0.847, 0.909, 0.943 \text{ p.u.}$  としている。図 5.16 より、 $q$  軸電流の脈動成分がおおよそ半減していることが確認できる。



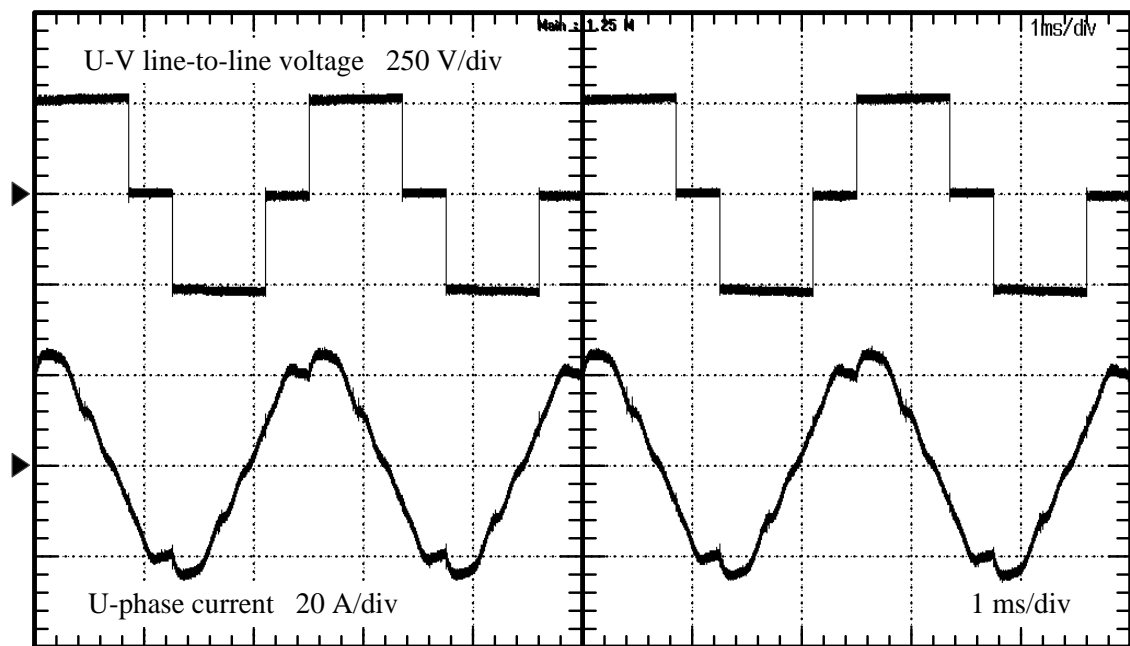
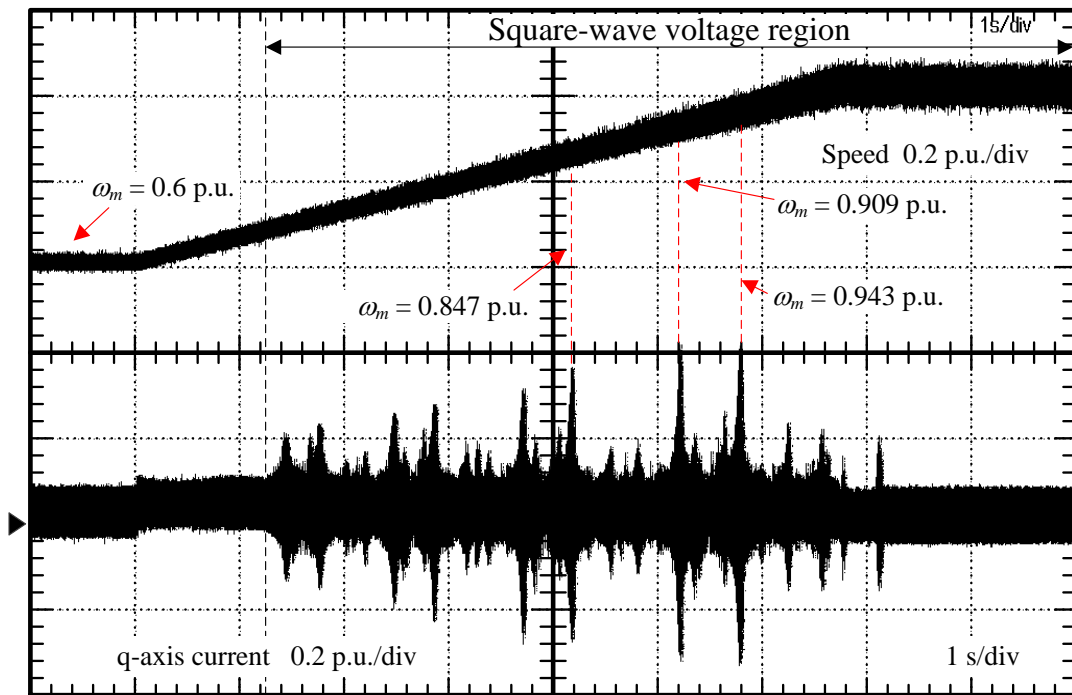
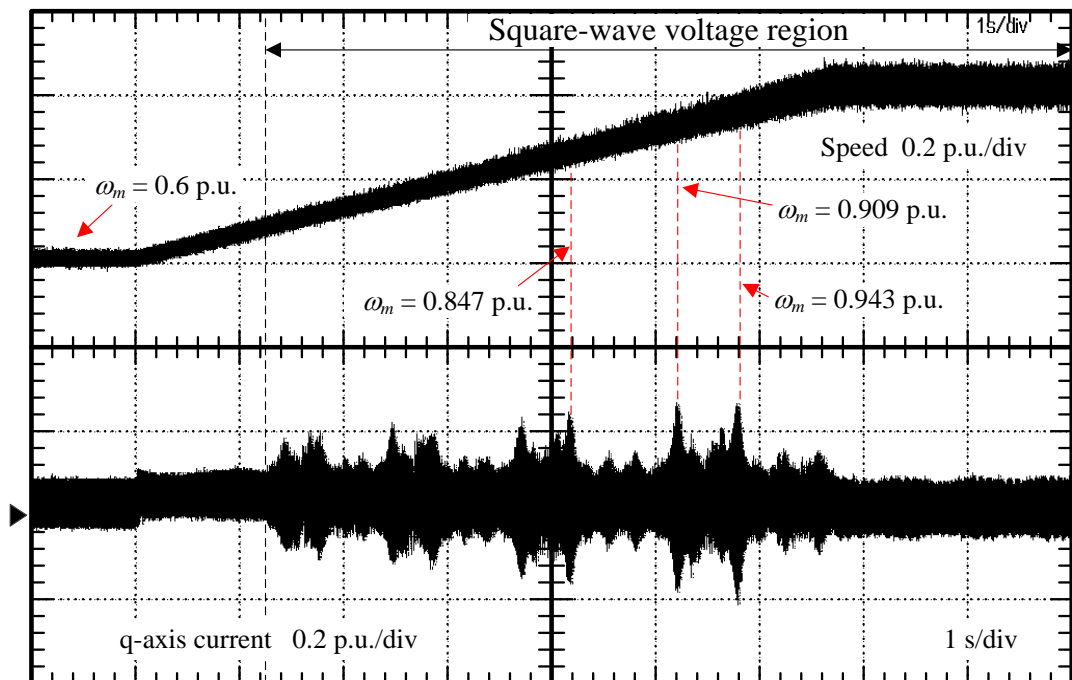


図 5.13 方形波電圧領域におけるインバータ出力線間電圧と線電流

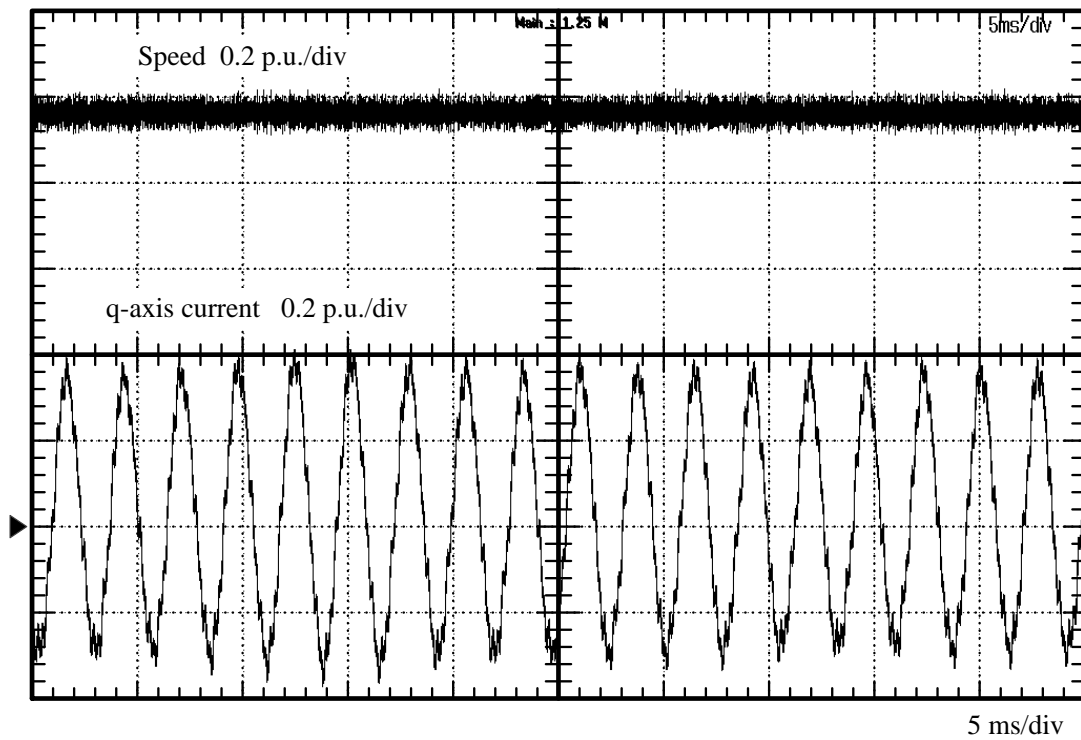


(a) 低次高調波トルク低減制御なし

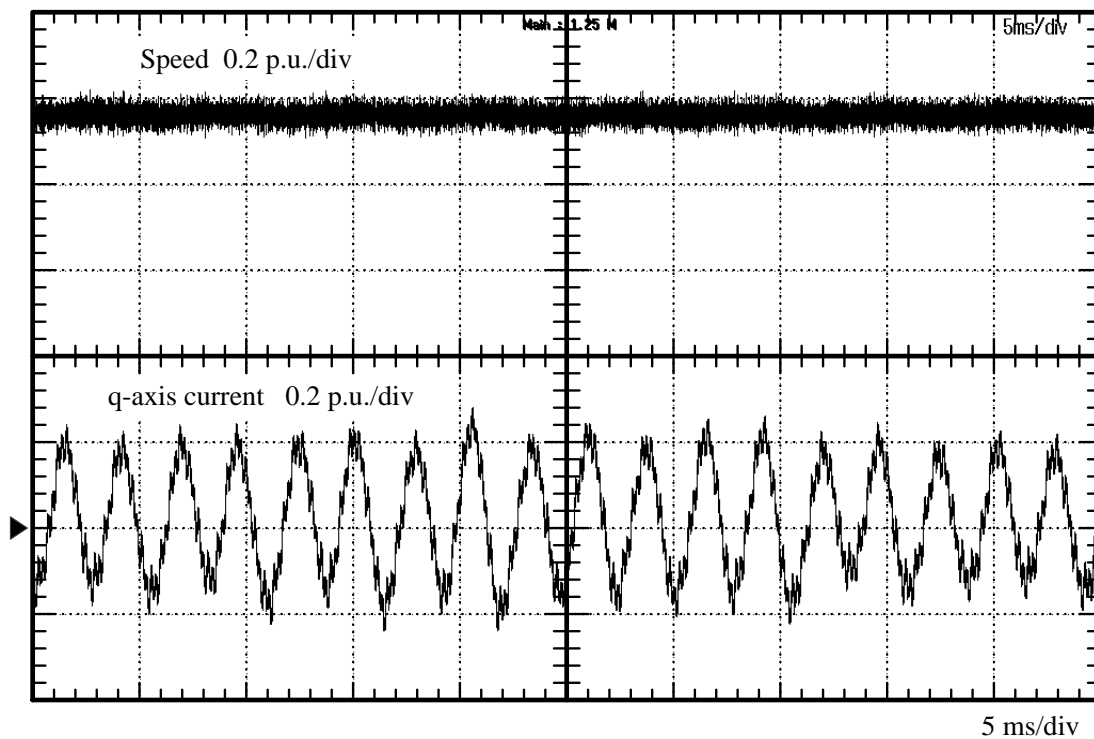


(b) 低次高調波トルク低減制御あり

図 5.14 方形波電圧領域において加速しているときの電動機速度と q 軸電流波形



(a) 低次高調波トルク低減制御なし



(b) 低次高調波トルク低減制御あり

図 5.15 定常時における q 軸電流波形

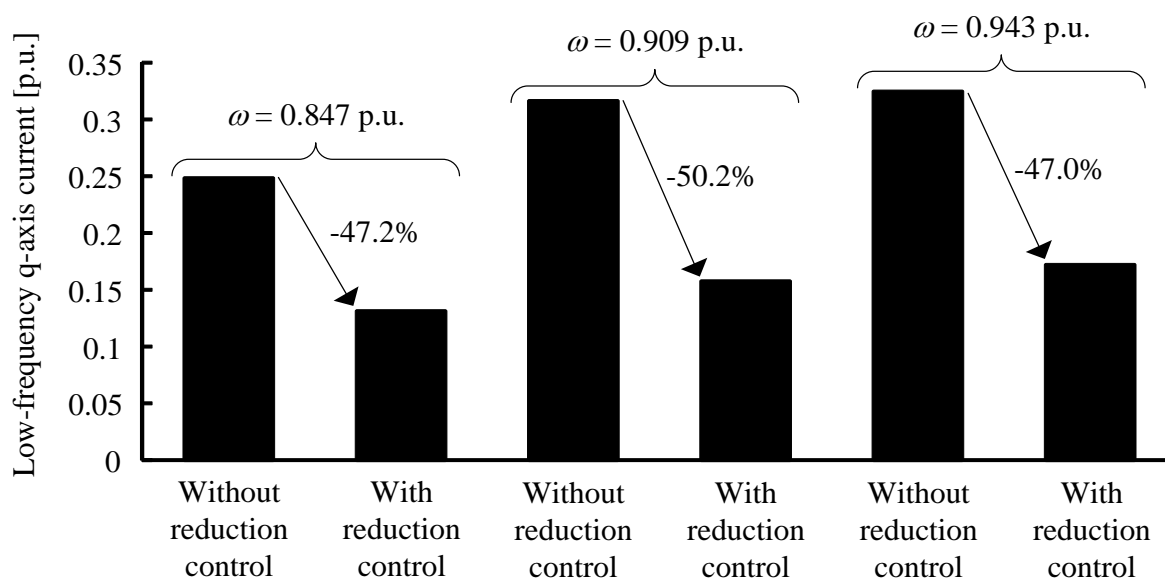


図 5.16 各速度における q 軸電流の低次高調波成分の比較結果

## 5.6 非線形変調領域の利用による消費電力量の低減効果

本章では非線形変調領域の利用による低消費電力量化の効果を評価する。電動機には表 3.1 に示した永久磁石同期電動機、インバータは2レベル方式とし、スイッチング素子には IGBT(2MBI150U2A-060, 600V, 150A, 富士電機)を使用する。非線形変調領域を用いない三相変調方式と非線形変調領域を用いる方式において、それぞれ消費電力量を求める。三相変調方式では非線形変調領域を用いる方式よりも入力電圧を 1.27 倍にする。

図 5.17 に定速負荷変動モードにおける負荷トルクパターンを示す。今回は一定速度のもと、負荷トルクがステップ変化するモードを想定する。パターンは1分を1周期とし、70%の時間を50%負荷、30%の時間を100%負荷とする。なお、駆動時間は1時間とする。

消費電力量を求めるにあたり、変換器損失と電動機損失を求める必要がある。今回は回路シミュレータ (PLECS) を用いて、5.4 節と同様のシミュレーションを行う。変換器損失は素子のデータシートに記載されているスイッチング損失特性とオン電圧から求め、銅損は電機子電流と巻線抵抗から求める。また、固定子鉄損は0節に示したパーミアンス法モデルにより求める。

図 5.18 に定速負荷変動モードにおける消費電力量の計算結果を示す。速度 3600 r/min では変調率が低いため、両方式ともに線形変調領域での駆動となる。そのため、スイッチング損失は入力電圧が低い分、非線形変調領域を用いる変調方式の方が消費電力量を 4.20% 小さくできることになる。一方で、速度 7200 r/min では変調率が高くなるため、非線形変調領域を用いる変調方式では方形波電圧駆動となる。方形波電圧駆動時は PWM 電圧駆動時よりも大幅にスイッチング損失を低減できる。ただし、固定子鉄損は方形波電圧に含まれる高調波成分の影響で増加する。今回の場合、固定子鉄損の増加分よりもスイッチング損失の減少分の方が大きいため、非線形変調領域を用いる変調方式を用いることで消費電力量を 12.0%低減することができる。

## 第5章

### 非線形変調による低消費電力量化と可変フィルタを用いた簡易速度制御

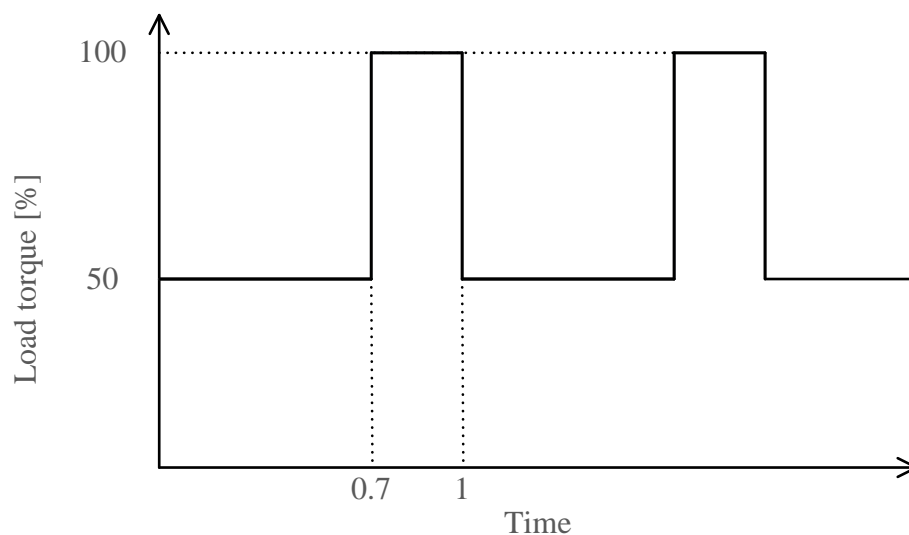


図 5.17 定速負荷変動モード

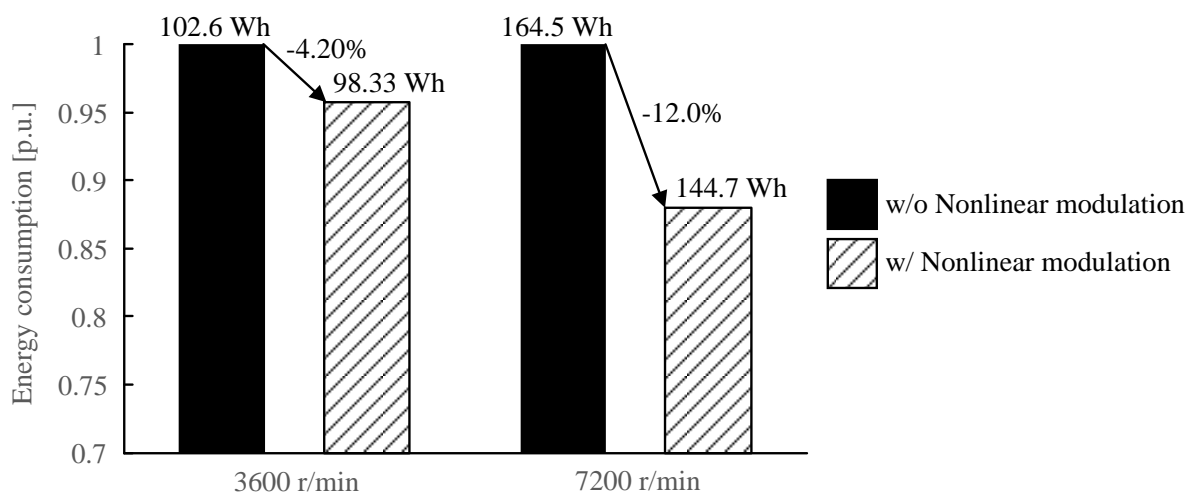


図 5.18 定速負荷変動時の消費電力量の比較

## 5.7 結言

本章では、インバータのスイッチング損を低減することにより低消費電力量化を実現するため、非線形変調領域でのオープンループ制御に基づく簡易的な速度制御法を検討した。オープンループ制御は原理的に回転子の位置情報を必要とせず、電動機パラメータを使わない制御系であるため、脱調防止の安定化制御は必要であるものの、従来の制御法と比べて簡単であるという利点がある。ただし、制御器に汎用マイコンの使用を前提しているため、方形波電圧領域において、出力電圧が正確な方形波とならずトルク脈動が増加するという問題があった。そこで、従来の脱調防止とともにトルク脈動低減機能を安定化制御に付加する方法を提案した。以下に、本章で得た結果を示す。

1. オープンループ制御系の解析をしたところ、制御系は共振点を持つことが明らかとなった。また、共振角周波数が電動機の電気角周波数と一致することから、 $\gamma$ 軸電圧と $\delta$ 軸電圧に電気角周波数と同じ周波数の振動成分を含むとき、トルク脈動が発生するということが判明した。
2. トルク脈動を低減するために安定化制御にて使用する有効電流に着目した。有効電流に含まれる電気角周波数と同じ周波数の高調波成分を制御器にフィードバックしなければ、トルク脈動を低減できると考えて、可変バンドパスフィルタを導入した。
3. 提案するトルク脈動低減制御の有用性を確認するためにシミュレーションと実機実験を行った。その結果、実機実験においてトルクの代わりに観測した  $q$  軸電流の脈動をおよそ半減させていることから、提案制御法により、トルク脈動を低減できているという結論を得た。
4. 非線形変調領域の利用による駆動システムの消費電力量低減効果を評価した。従来の線形変調領域のみを利用する手法と比較して、消費電力量を 12.0%低減できることを明らかにした。

## 第 5 章

### 非線形変調による低消費電力量化と可変フィルタを用いた簡易速度制御

---



## 第6章

### 結論

#### 6.1 本研究の成果

近年、電動機駆動システムは産業機器や家電だけでなく、自動車や油圧システムの電動化にも取り入れられている。今後もアプリケーションを問わず、電動機駆動システムの数はさらに増加することが見込まれる。したがって、エネルギー消費量を低減するにあたって、電動機駆動システムの低消費電力量化はますます求められることになる。

本研究では低消費電力量化を目的とした永久磁石同期電動機駆動システムの簡易設計について検討した。この簡易設計に必要な消費電力量の評価および低消費電力量化手法に関して、従来法での問題を解決するため、速度の関数を用いた手法を提案した。その結果、消費電力量の簡易的な評価方法の実現や電力変換器の回路方式と変調方式に着目した消費電力量の低減効果の評価を実現した。よって、本研究により低消費電力量を目的とした永久磁石同期電動機の簡易設計法を確立でき、従来困難であったアプリケーションの動作を十分に考慮した低消費電力量化システムの最適設計が可能となると考えられる。なお、本研究で得られた結果を以下に示す。

##### 6.1.1 第1章および第2章の結論

第1章では、世界的なエネルギー消費量低減と経済発展の両立を実現するために、電動機の駆動システムにおける低消費電力量化が必要とされる背景を述べた。また、電動機駆動システムの消費電力量は電動機、電力変換器、制御により左右され、これらの構成要素

の組み合わせは多数存在することから、簡易的な設計手法の確立による開発期間の短縮化が望まれることを述べた。

第2章では低消費電力量化を目的とした電動機駆動システムの設計に関して、消費電力量の評価と低消費電力量化手法が重要であることについて述べ、これらの実現に向けて従来技術を整理し、課題を挙げた。まず、消費電力量の評価には変換器損失と電動機損失の導出が必要であり、変換器損失および電動機銅損は簡単に計算できるものの、電動機鉄損には磁束密度の解析が必要であることから、簡単な計算により求めることができないことを述べた。電動機鉄損の簡易的な導出にはパーミアンス法に基づく手法が有効であるが、従来手法にはモデルの構築が複雑であるという問題点があった。

次に、電動機駆動システムの低消費電力量化を実現するにあたり、簡易設計という観点から電力変換器に着目した。特に、電力変換器として電動機駆動に最も利用されているインバータの回路方式と変調方式に着目した手法について述べた。インバータをマルチレベル化することで、変換器損失および電動機損失のどちらも低減できることは知られているが、2レベルインバータを適用したシステムに比べてどれほど消費電力量を低減できているか、より消費電力量の低減効果が表れる駆動条件というのが不明確であった。また、インバータの非線形変調領域を利用することで、電動機の動作領域を狭めることなく、インバータ入力電圧を下げるができるため、スイッチング損を低減でき、低消費電力量化につながるということを述べた。ただし、非線形変調領域における電動機の制御では、線形変調領域と異なる制御系を適用する場合は制御系の切り替えが必要になり、システムの複雑化を招くという問題や、ワンチップマイコン単体では実現できないような制御法や低次高調波電流への対処が必要なことから、システムの設計や開発に要する時間が長くなるという問題があった。

そこで、本論文ではこれらの問題点を解決する手法を提案した。提案手法では、各設計や評価の複雑化を防ぐことができる。これにより、開発期間の短縮化を図りつつも確実な低消費電力量化された駆動システムの最適設計を実現できる。

### 6.1.2 第3章から第5章の結論

第3章から第5章では消費電力量の評価に必要な電動機鉄損の簡易計算手法およびイン

バータの回路方式と変調方式に着目した低消費電力量化手法について提案および評価を行った。

第3章では電動機鉄損の簡易計算法の確立を目的として、永久磁石同期電動機に着目し、起磁力関数を用いたパーミアンス法に基づく手法を提案した。従来手法では固定子と回転子間のエアギャップ中の磁束分布を考慮するために、回転子位置により変化する磁気抵抗を変化させる手法や磁気抵抗の結線を変化させる手法が用いられていた。これらの手法はモデル構築を複雑なものという問題があったため、提案手法では永久磁石起磁力、固定子ティースおよび永久磁石形状、回転子位置の影響を起磁力関数により表現することで、モデルの単純化を実現した。提案するパーミアンス法モデルを用いて固定子鉄損を計算した結果、有限要素法による解析結果および実験による鉄損測定結果と概ね一致することを確認した。また、電動機のパラメータを変化させた時の損失を計算し、有限要素法による損失解析結果との比較を行った。その結果、極数・スロット数、径方向と軸方向の長さ、ティース幅が変化しても有限要素法による解析結果とほぼ同じ計算結果が得られた。したがって、提案するパーミアンス法モデルの妥当性を確認した。

第4章では、インバータのマルチレベル化による低消費電力量化効果の評価を行った。駆動システムでは速度や負荷の変化に伴い、変換器損失、電動機損失が時間とともに変化するため、はじめに効率関数を用いた消費電力量を計算する手法を検討した。続いて、実際のハイブリッド自動車用永久磁石同期電動機駆動システムにおいて、3レベルインバータを適用した場合の消費電力量低減効果を検討した。その結果、市街地走行モードでは3レベルインバータの適用による消費電力量低減効果が得られるが、登坂走行および高速巡航モードでは2レベルインバータとの消費電力量の差が小さくなった。したがって、3レベルインバータは街乗りを中心とした小型の電気自動車のシステムに対して有効と考えられる。

第5章では、インバータの非線形変調領域を利用した低消費電力量化手法について検討した。非線形変調領域ではインバータ出力に低次高調波成分を含むため、線形変調領域とは異なる制御法の検討が必要になる。本章ではオープンループ制御に基づく速度制御の適用を検討した。オープンループ制御は回転子位置情報や電動機パラメータを使わない制御系であるため、従来の制御法と比べて、簡単であるという利点がある。ただし、単純なオ

オープンループ制御ではインバータ出力電圧と回転子の同期がとれず、脱調することから、安定化制御が必要であった。また、制御器に汎用マイコンの使用を前提しているため、方形波電圧領域において、出力電圧が正確な方形波とならずトルク脈動が増加するという問題があった。そこで、トルク脈動を低減するために、脱調防止のために使われる安定化制御に着目した。安定化制御で用いる有効電流に含まれる電気角周波数と同じ周波数の高調波成分が制御器にフィードバックされることを防ぐことで、トルク脈動を低減できるため、可変バンドパスフィルタを導入した。提案手法の有用性を確認するため、シミュレーションと実機実験を行った。その結果、実機実験においてトルクの代わりに観測した  $q$  軸電流の脈動をおよそ半減させていることから、提案制御法により、トルク脈動を低減できているという結論を得た。また、非線形変調領域の利用による駆動システムの消費電力量低減効果を評価し、従来の線形変調領域のみを利用する手法と比較して、消費電力量を 12.0% 低減できることがわかった。

## 6.2 今後の課題

本論文では、電動機駆動システムの低消費電力量化を目指して、設計期間の短縮化を実現するため簡易設計法を提案した。特に、永久磁石同期電動機とインバータにより構成されるシステムに着目し、消費電力量の評価と低消費電力量化手法について述べたが、今後の課題としては以下のものが挙げられる。

第3章では集中巻永久磁石同期電動機のパーミアンス法モデルを検討した。しかし、回転子の磁石配置が変わっても同様の手法で起磁力関数を導出できるかどうかという点は未検討である。また、今回は回転子の鉄損が小さいものと仮定して無視したが、スイッチング周波数が低い場合、磁石渦電流損は無視できないほど大きくなる。したがって、回転子の鉄損を計算する手法の検討も必要である。さらに、巻線構造として分布巻も存在する。分布巻は永久磁石同期電動機に限らず、誘導機にも広く使われており、今後は分布巻の電動機における簡易鉄損計算手法の確立も求められる。なお、分布巻のパーミアンス法モデルは集中巻の場合より複雑化することが予想されるため、こちらのモデルも簡単に構築するための手法を検討する必要がある。

第4章では効率関数を用いてインバータのマルチレベル化による消費電力量低減効果を評価したが、効率関数の精度が効率関数から計算される消費電力量に与える影響の評価が必要である。電動機の動作点はトルクと速度の組み合わせにより、無数に存在する。ただし、効率関数の作成においては、何点かの動作点の効率を計算し、それ以外の動作点における効率は補間により求めることになる。ここで、消費電力量を十分な精度で計算するには、効率関数の保持する効率データはどれほど必要になるのか、という疑問が残る。

第5章において提案した手法はマイコンのみを使う方法で検討したが、この手法では低次高調波トルクをすべて除去することは困難である。FPGAを用いることで、正確に方形波電圧指令を生成することができるため、提案法以上にトルク脈動を低減したい場合は、導入コストが増加するもののFPGAを用いることも解決手段の一つである。また、FPGAを用いることで損失最小となるように最適化されたスイッチングパターンを適用することができる<sup>(110)(111)</sup>。ただし、最適化スイッチングパターンを適用するための制御手法が複雑化することがわかっているため、こちらも簡単に適用するための制御手法の検討が必要である<sup>(112)</sup>。



## 参考文献

- (1) 経済産業省・資源エネルギー庁：「平成 27 年度エネルギーに関する年次報告（エネルギー白書 2016）」（2016）
- (2) 環境省：「気候変動の国際交渉」, <http://www.env.go.jp/earth/ondanka/cop.html>
- (3) 環境省：「国連気候変動枠組条約第 21 回締約国会議（COP21）及び京都議定書第 11 回締約国会合（COP/MOP11）の結果について」, <http://www.env.go.jp/earth/cop/cop21/> (2015)
- (4) 財団法人エネルギー総合工学研究所：「平成 21 年度省エネルギー設備導入促進指導事業（エネルギー消費機器実態等調査事業）報告書」（2010）
- (5) 財団法人新機能素子研究開発協会：「電力使用機器の消費電力量に関する現状と近未来の動向調査＜調査報告書＞」（2009）
- (6) René Kemna, Nelly Azais, Martijn van Elburg, Maaïke van der Voort, and William Li, “Final Report. Methodology for Ecodesign of Energy-related Products. MEErP 2011. Methodology Report. Part 1: Methods” European Commission, DG Enterprise and Industry (2011)
- (7) 一般社団法人日本電機工業会：「2014 年度『モータ・インバータに関するユーザ調査（相手機械調査）』報告書」（2015）
- (8) 一般社団法人日本電機工業会 電動機業務専門委員会：「低圧三相インダクションモータの海外高効率化動向(2016 年 8 月 23 日改訂）」（2016）
- (9) 日本工業規格：「回転電気機械－第 30 部：単一速度三相かご形誘導電動機の効率クラス（IEコード）」（2011）
- (10) 経済産業省・資源エネルギー庁：「トップランナー制度（2015 年 3 月版）」（2015）

## 参考文献

---

- (11) 一般社団法人日本電機工業会:「伸びゆくインバータ 2016~2017 年版パンフレット」  
(2015)
- (12) 電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会:「パワーエレクトロニクス回路」,  
オーム社 (2000)
- (13) 武田洋次・松井信行・森本茂雄・本田幸夫:「埋込磁石同期モータの設計と制御」, オ  
ーム社 (2001)
- (14) M. Sagawa, S. Fujimura, H. Yamamoto, Y. Matsuura, and K. Hiraga, “Permanent magnet  
materials based on the rare earth-iron-boron tetragonal compounds”, IEEE Transactions on  
Magnetics, Vol.20, No.5, pp.1584-1589 (1984)
- (15) 経済産業省経済産業政策局調査統計部:「平成 19 年機械統計年報」 (2008)
- (16) 経済産業省大臣官房調査統計グループ:「平成 27 年経済産業省生産動態統計年報機  
械統計編」 (2016)
- (17) 稲葉好昭・川村清隆・今澤和基:「高効率・低コストを実現したエアコン用圧縮機モ  
ータ」, 東芝レビュー, Vol.55, No.1 (2000)
- (18) 金岩浩志・加藤充・梅田敦司・高崎哲・神谷宗宏・水谷竜彦:「小型ハイブリッド車  
のモータステータの開発」, デンソーテクニカルレビュー, Vol.19 (2014)
- (19) 石上孝:「電線整列機構搭載型ワーク回転方式によるモータ用コイルの高密度巻線に  
関する研究」, 横浜国立大学博士論文 (2011)
- (20) 設計 (EV・ハイブリッド) 編 編集委員会:「自動車技術ハンドブック 設計 (EV・ハ  
イブリッド) 編」, 公益社団法人自動車技術会 (2016)
- (21) 千葉明・深尾正:「ベアリングレスドライブの開発動向」, 電気学会論文誌 D, Vol.121,  
No.7, pp.724-729 (2001)
- (22) 赤津観:「史上最強カラー図解 最新モータ技術のすべてがわかる本」, ナツメ社  
(2012)
- (23) 瀬高庸介・石山弘・稲垣充晴・真光邦明・菊池隆二:「ハイブリッド車用パワーコン  
トロールユニットの開発」, デンソーテクニカルレビュー, Vol.14, No.1, pp.47-52 (2009)
- (24) 藪本政男, 開道力・脇坂岳顕・久保田猛・鈴木規之:「ハイブリッド/電気自動車の  
駆動モータ用電磁鋼板」, 新日鉄技報, Vol.378, pp.51-54 (2003)



- 
- (25) 笠井勝司・浪川操・平谷多津彦:「JFE スチールにおける高 Si 電磁鋼板の最近の進歩」, JFE 技報, No.36, pp12-16 (2015)
- (26) 尾田善彦・平谷多津彦・志賀信勇・戸田広朗・笠井勝司・高橋則雄:「Si 傾斜磁性材料の圧縮応力下の磁気特性」, 平成 25 年電気学会全国大会, 5-024 (2013)
- (27) 山口信一・大穀晃裕・谷良浩・田中敏則・藤野千代:「鉄心打ち抜き時の加工劣化を考慮したモータの磁界解析手法」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No.11, pp.1107-1115 (2015)
- (28) 同期機固定子鉄心の損失低減技術調査専門委員会:「同期機固定子鉄損の損失低減技術」, 電気学会技術報告, No.1139 (2008)
- (29) 中田修平・中木義幸・三浦成久:「SiC パワーデバイス技術とその応用」, 三菱電機技報, Vol.84, No.4 (2010)
- (30) 荒井和雄・吉田貞史:「SiC 素子の基礎と応用」, オーム社 (2003)
- (31) 石川勝美・小川和俊・長洲正浩:「3kV 級 SiC ショットキーバリアダイオードを搭載したハイブリッドモジュールと高速駆動を併用した鉄道インバータ」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No.5, pp.531-538 (2015)
- (32) 山崎克巳・瀬戸嘉朗・谷田誠:「キャリア高調波を考慮した IPM モータの鉄損解析」, 電気学会論文誌 D, Vol.125, No.7, pp.758-766 (2005)
- (33) 細川佳寛・野口聡・山下英生・谷本茂也:「永久磁石モータの効率最適化設計に関する一手法 -GA・SA を用いた最適化設計手法-」, 電気学会論文誌 D, Vol.121, No.2, pp.171-177 (2001)
- (34) 松友真哉・野口聡・山下英生・谷本茂也:「永久磁石モータの最適化設計のための電源電圧決定法に関する一考察」, 電気学会論文誌 D, Vol.123, No.4, pp364-370 (2003)
- (35) 山崎克巳・石上洋希:「電気機器の最適化計算のための形状修正アダプティブ有限要素法」, 電気学会論文誌 B, Vol.127, No.8 pp.882-888 (2007)
- (36) 樋口剛・小山純・小林隆久・山田英二:「非線形最適化手法を用いた表面磁石構造永久磁石モータの設計について」, 電気学会論文誌 D, Vol.117, No.3, pp379-386 (1997)
- (37) 大西拓馬・高橋則雄:「有限要素法と最適化手法を併用した IPM モータの設計法の検討」, 電気学会論文誌 D, Vol.121, No.3, pp.397-402 (2001)

- (38) J. Cros, P. Viarouge, and M. T. Kakhki: "Design and Optimization of Soft Magnetic Composite Machines With Finite Element Methods", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.47, No.10, pp.4384-4390 (2011)
- (39) 中田知希・真田雅之・森本茂雄・井上征則:「高効率運転領域拡大のための GA による IPMSM ロータ構造自動設計に関する検討」, 平成 28 年電気学会全国大会, 5-005 (2016)
- (40) 佐藤孝洋・五十嵐一・高橋慎矢・内山翔・松尾圭祐・松橋大器:「トポロジー最適化による埋込磁石同期モータの回転子形状最適化」, 電気学会論文誌 D, Vol.135, No.3, pp291-298 (2015)
- (41) N. Takahashi, T. Yamada, S. Shimose, and D. Miyagi: "Optimization of Rotor of Actual IPM Motor Using ON/OFF Method", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.47, No.5, pp.1262-126 (2011)
- (42) J. Byun, I. Park, and S. Hahn: "Topology optimization of electrostatic actuator using design sensitivity", IEEE Transactions of Magnetics, Vol.38, No.2, pp.1053-1056 (2002)
- (43) 製品応用に適するモータおよびその制御技術調査専門委員会:「製品応用に適するモータとその技術制御」, 電気学会技術報告, No.1323 (2014)
- (44) 森本茂雄・真田雅之:「省エネモータの原理と設計法～永久磁石同期モータの基礎から設計・制御まで～」, 科学情報出版株式会社 (2013)
- (45) 大川光吉:「永久磁石磁気回路・磁石回転機設計マニュアル」, 総合電子リサーチ (1989)
- (46) B. Sheikh-Ghalavand, S. Vaez-Zadeh and A. H. Isfahani: "An Improved Magnetic Equivalent Circuit Model for Iron-Core Linear Permanent-Magnet Synchronous Motors", IEEE Trans. Magn., Vol.46, No.1, pp.112-120 (2010)
- (47) A. R. Tariq, C. E. Nino-Baron, and E. G. Strangas: "Iron and Magnet Losses and Torque Calculation of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Using Magnetic Equivalent Circuit", IEEE Trans. Magn., Vol.46, No.12, pp.4073-4080 (2010)
- (48) G. Gotovac, G. Lampic and D. Miljavec: "Analytical Model of Permeance Variation Losses in Permanent Magnets of the Multipole Synchronous Machine", IEEE Trans. Magn., Vol.49, No.2,

- 
- pp.921-928 (2013)
- (49) K. Nakamura, K. Saito, and O. Ichinokura: “Dynamic Analysis of Interior Permanent Magnet Motor Based on a Magnetic Circuit Model”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 5, pp.3250-3252 (2003)
- (50) 小原秀嶺, 釜我昌武, 伊藤拓巳, 佐藤之彦: 「フライングキャパシタマルチレベル変換器におけるキャパシタ選定指針に関する検討」, 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No 12, pp.1393-1400, (2011)
- (51) A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi: “A new neutral-point-clamped PWM inverter”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, pp. 518-523, 1981
- (52) F. Z. Peng, J. S. Lai, J. McKeever, and J. VanCoevering: “A Multilevel Voltage-Source Converter System with Balanced DC Voltage”, in Conf. Rec. IEEE PESC., pp. 1144-1150, (1995)
- (53) M. Schweizer and J. W. Kolar: “Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.28, No.2, pp.899-907 (2013)
- (54) B. Velaerts, P. Mathys, E. Tatakis, and G. Bingen: “A NOVEL APPROACH TO THE GENERATION AND OPTIMIZATION OF THREE-LEVEL PWM WAVE FORMS”, 19<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, VII B-1, pp.1255-1262 (1988)
- (55) 神保佳司・磯部英介・中村清・堀江哲: 「高耐圧 IGBT を用いた新しいインバータ制御システム」, 日立評論, Vol.76, No.5, pp.373-378 (1994)
- (56) 長谷川一徳・Natchpong Hatti・赤木泰文: 「5 レベルダイオードクランプ PWM インバータを用いたトランスレス・モータドライブファン・ブロワ負荷への応用」, 電気学会論文誌 D, Vol.129, No.4, pp.438-445 (2009)
- (57) 塚越昌彦・中村利孝: 「AC モータドライブシステムの動向と大容量化技術」, 平成 22 年電気学会産業応用部門大会, 1-O4-6, pp.1163-1168 (2010)
- (58) 井上亮二・坂本守・神田淳: 「N700 系新幹線車両用主回路システム」, 富士時報, Vol.79, No.2, pp.110-117 (2006)
- (59) 五十嵐征輝・西村孝司・柴建云: 「3,300V IGBT モジュールを適用したマルチレベル

## 参考文献

---

- 方式風力発電システム」, 富士時報, Vol.84, No.5, pp.313-316 (2011)
- (60) 執行正謙・小林健二・永田寛・加藤修治:「熱間圧延設備向け 15 MVA 高圧大容量 IGBT インバータドライブシステム」, 日立評論, Vol.90, No.12, pp.80-83 (2008)
- (61) 市川耕作・内藤義雄・中島亮:「IEGT を適用した産業用大容量インバータ」, 東芝レビュー, Vol.55, No.7, pp.23-26 (2000)
- (62) 近藤圭一郎・松岡孝一・中沢洋介:「鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の電流制御系設計法」, 電気学会論文誌 D, Vol.118, No.7-8, pp.900-907 (1998)
- (63) 田中孝明・伊東淳一:「インバータ方式に応じた永久磁石電動機駆動システムの総合効率の比較」, 半導体電力変換研究会, SPC-12-045 (2012)
- (64) 檜原有吾・伊東淳一:「3 レベルのマルチレベル方式の半導体素子に発生する損失に対する一考察」, 平成 25 年電気学会全国大会, 4-041 (2013)
- (65) 小松康佑・原田孝仁・楠木善之:「アドバンスト NPC 回路用 IGBT モジュールの系列化」, 富士時報, Vol.84, No.5, pp.299-303 (2011)
- (66) R. Teichmann and S. Bernet: “A Comparison of Three-Level Converters Versus Two-Level Converters for Low-Voltage Drives, Traction, and Utility Applications”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.41, No.3, pp.855-865 (2005)
- (67) 川畑聡・村岡宏記・丸田歩:「3 レベル双方向スイッチ方式インバータ用 IGBT モジュールとその応用」, 三菱電機技報, Vol.86, No.5, pp. (2012)
- (68) Y. Kawase, T. Yamaguchi, T. Umemura, Y. Shibayama, K. Hanaoka, S. Makishima, and K. Kishida: “Effects of Carrier Frequency of Multilevel PWM Inverter on Electrical Loss of Interior Permanent Magnet Motor”, The 12<sup>th</sup> International Conference on Electrical Machines and Systems, LS5A-2 (2009)
- (69) M. Schweizer, T. Friedli, and J. W. Kolar: “Comparative Evaluation of Advanced Three-Phase Three-Level Inverter/Converter Topologies Against Two-Level Systems”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.60, No.12 pp.5515-5527 (2013)
- (70) M. Stempfle, M. Fischer, and J. Roth-Stielow: “Loss modelling to optimize the overall drive train efficiency” EPE'15 ECCE Europe (2015)
- (71) M. Stempfle, M. Fischer, M. Nitzsche, J. Wölfle, and J. Roth-Stielow: “Efficiency analysis of

- three-level NPC and T-Type voltage source inverter for various operation modes optimizing the overall drive train efficiency by an operating mode selection”, EPE'16 ECCE Europe (2016)
- (72) 杉本英彦・小山正人・玉井伸三：「AC サーボシステムの理論と設計の実際」，総合電子出版社 (1990)
- (73) 上町俊幸・大出宏：「簡易型三次高調波重畳法による小型電動車の加速特性の改善」，平成 21 年度電気関係学会東北支部連合大会，1F07, p.176 (2009)
- (74) 谷口勝則・入江寿一：「三相正弦波 PWM インバータのための変調信号」，電気学会論文誌 B, Vol.105, No.10, pp.880-886 (1985)
- (75) 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会：「半導体電力変換回路」，電気学会 (1987)
- (76) 金東海：「パワースイッチング工学」，オーム社 (2003)
- (77) 電動機開発動向を踏まえた次世代電動機制御技術調査専門委員会：「進化する電動機に対応する電動機制御技術」，電気学会技術報告，Vol.1237 (2011)
- (78) 坂本潔・岩路善尚・遠藤常博：「家電機器向け位置センサレス永久磁石同期モータの簡易ベクトル制御」，電気学会論文誌 D, Vol.124, No.11, pp.1133-1140 (2004)
- (79) 伊東淳一・伊東洋一：「パワーエレクトロニクス技術教科書」，CQ 出版社 (2014)
- (80) H. Nakai, H. Ohtani, and Y. Inaguma: “Novel Torque Control Technique for High Efficiency/High Power Interior Permanent Magnet Synchronous Motors”, R&D Review of Toyota CRDL, Vol.40, No.2, pp.44-49 (2005)
- (81) R. J. Kerkman, D. Leggate, B. J. Seibel, and T. M. Rowan: “Operation of PWM voltage source-inverters in the overmodulation region”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.43, No.1, pp.132-141 (1996)
- (82) A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo: “Carrier-Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, No.4, pp674-689 (1998)
- (83) H. Nakai, H. Ohtani, E. Satoh, and Y. Inaguma: “Development and Testing of the Torque Control for the Permanent-Magnet Synchronous Motor”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.52, No.3, pp.800-806 (2005)

## 参考文献

---

- (84) 翁テイヒ・森本茂雄・真田雅之：「埋込磁石同期モータのセンサレス方形波駆動時の運転特性」，平成 19 年電気学会産業応用部門大会，1-111, pp.I559-562 (2007)
- (85) 松下元士・亀山浩幸・池防泰裕・森本茂雄：「正弦波駆動・矩形波駆動切換技術によるエアコン用圧縮機の高機能化」，パワーエレクトロニクス学会誌，Vol.34, pp.69-75 (2008)
- (86) Y. C. Kwon, S. Kim, and S. K. Sul: “Six-Step Operation of PMSM With Instantaneous Current Control”, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.50, No.4, pp.2614-2625 (2014)
- (87) P. Y. Lin and Y. S. Lai: “Voltage Control Technique for the Extension of DC-Link Voltage Utilization of Finite-Speed SPMSM Drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.59, No. 9, pp.3392-3402 (2012)
- (88) S. Bolognani and M. Zigliotto: “Novel Digital Continuous Control of SVM Inverters in the Overmodulation Range”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.33, No.2, pp.525-530 (1997)
- (89) D. C. Lee and G. M. Lee: “A Novel Overmodulation Technique for Space-Vector PWM Inverters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, No.6, pp.1144-1151 (1998)
- (90) A. M. Khambadkone and J. Holtz: “Compensated Synchronous PI Current Controller in Overmodulation Range and Six-Step Operation of Space-Vector-Modulation-Based Vector-Controlled Drives”, IEEE Trans of Ind. Electron., Vol.49, No.3, pp.574-580 (2002)
- (91) D. Asano, S. Lerdudomsak S. Doki, and S. Okuma: “Position Sensorless Torque Control System of PMSM in Overmodulation Range”, IPEC2010, pp.1407-1411 (2010)
- (92) Lerdudomsak Smith・道木慎二・大熊繁：「インバータの過変調領域で動作可能な PMSM の電流制御系」，電気学会論文誌 D，Vol.130, No.5, pp.579-589 (2010)
- (93) 小倉工・伊東淳一：「永久磁石電動機の方形波開ループ制御とその損失に関する一考察」，平成 21 年電気学会産業応用部門大会，1-101, pp.I563 - 564 (2009)
- (94) 恩田一：「小型ブラシレスモータの高速・センサレス駆動システム(2)」，静岡理工科大学紀要，Vol.19, pp.13-16 (2011)
- (95) 池防泰裕：「モータの最新技術動向」，シャープ技報，Vol.82, pp.34-39 (2002)
- (96) リラクタンストルク応用電動機の技術に関する調査専門委員会：「リラクタンストル

- ク応用モータ～IPMSM, SynRM, SRM の基礎理論から設計まで～」, オーム社 (2016)
- (97) 広瀬敬一, 炭谷英夫:「電機設計概論 4 版改訂」, 電気学会 (2007)
- (98) 竹内寿太郎:「大学課程 電機設計学 改訂 2 版」, オーム社 (1993)
- (99) 国土交通省:「道路運送車両の保安基準の細目を定める告示【2012.03.30】 別添 42 (軽・中量車排出ガスの測定方法)」
- (100) 廣田幸嗣, 小笠原悟司, 船渡寛人, 三原輝儀, 出口欣高, 初田匡之:「電気自動車工学」, 森北出版 (2010)
- (101) J. Itoh, K. Tanaka, S. Matsuo, and N. Yamada: “Experimental Verification of Flywheel Power Leveling System Oriented to Low Cost and general Purpose Use”, ECCE2013, pp.35-42 (2013).
- (102) 清田恭平, 千葉明:「HEV 用 60kWSRM の設計と解析」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会, 3-87 (2011)
- (103) T. A. Burrell, S. L. Campbell, C. L. Coomer, C. W. Ayers, A. A. Wereszczak, J. P. Cunningham, L. D. Marilino, L. E. Seiber, and H. T. Lin, “Evaluation of the 2010 Toyota Prius Hybrid Synergy Drive System”, ORNL/TM-2010/253, (2010)
- (104) 山崎克巳, 磯田翼介:「集中巻 IPM モータの鉄損及び磁石渦電流損解析」, 電学論 D, Vol. 128, No. 5, pp.678-684 (2008)
- (105) H. Liu, Z. Q. Zhu, E. Mohamed, Y. Fu, and X. Qi: “Flux-Weakening Control of Nonsalient Pole PMSM Having Large Winding Inductance, Accounting for Resistive Voltage Drop and Inverter Nonlinearities”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.27, No.2, pp.942-952 (2012)
- (106) 安井和也・中沢洋介・望月資康:「ハイブリッド自動車用 PM モータの弱め磁束制御」, 平成 22 年電気学会産業応用部門大会, 1-O4-3, pp.I149-152 (2010)
- (107) 大井健太郎・戸張和明・岩路善尚:「高応答を実現する電圧位相操作型の弱め界磁制御法」, 平成 19 年電気学会産業応用部門大会, 1-45, pp.I327-332 (2007)
- (108) 佐藤栄次:「最新の HEV 新型プリウス」, 平成 16 年電気学会産業応用部門大会, 2-S10-2, pp.II146-149 (2004)
- (109) J. Itoh N. Nomura, and H. Ohsawa, “A comparison between V/f control and position-sensorless vector control for the permanent magnet synchronous motor”, PCC2002, pp.1310-1315 (2002)
- (110) 坂井俊文・杉本慎治・西濱和雄・岩路善尚・児島徹郎・藤井克彦:「PWM 制御におけ

## 参考文献

---

- るモータ損失低減技術」, 第 50 回鉄道サイバネ・シンポジウム論文集, No. 502 (2013)
- (111) I. Takahashi and H. Mochikawa: “Optimum PWM Waveforms of an Inverter for Decreasing Acoustic Noise of an Induction Motor”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-22, No.5, pp828-834 (1986)
- (112) J. Holtz and N. Oikonomou: “Estimation of the Fundamental Current in Low-Switching-Frequency High Dynamic Medium-Voltage Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.44, No.5 pp.1597-1605 (2008)



# 論文目録

## 本論文に関する発表論文

### 学術論文

- (1) 佐藤大介・伊東淳一：「パーミアンス法を用いた埋込磁石同期電動機の等価回路とそれに基づく損失最小設計法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 2, pp. 138-146 (2015)
- (2) 佐藤大介・伊東淳一：「3 レベルインバータを用いた永久磁石同期電動機駆動システムの消費電力量低減に関する検討」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 6, pp. 632-640 (2015)
- (3) 佐藤大介・伊東淳一：「オープンループ制御による永久磁石同期電動機の方形波駆動」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 8, pp. 604-605 (2016)

### 国際会議における口頭発表論文

- (1) **D. Sato** and J. Itoh: “Total Loss Comparison of Inverter Circuit Topologies with Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System”, 5th Annual International Energy Conversion Congress and Exhibition for the Asia/Pacific Region (2013 IEEE ECCE Asia DownUnder), 5-5-4, pp. 537-543 (2013)
- (2) **D. Sato** and J. Itoh: “Loss Minimization Design Using Magnetic Equivalent Circuit for a Permanent Magnet Synchronous Motor”, The 2014 International Power Electronics Conference –ECCE Asia- (IPEC-Hiroshima 2014), 21F4-3, pp. 3815-3822 (2014)
- (3) **D. Sato** and J. Itoh: “Evaluation Method of Energy Consumption for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System”, 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics

Society (IECON 2015), YF-025275, pp. 5267-5272 (2015)

- (4) **D. Sato** and J. Itoh: “Open-loop Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Driven by Square-wave Voltage and Stabilization Control”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2016), EC-0319 (2016)

## 国内会議における口頭発表論文

- (1) 佐藤大介・伊東淳一：「パーミアンス法と有限要素法による永久磁石同期電動機のステータ鉄損計算の比較」，平成 25 年電気関係学会関西連合大会, G4-6, pp.106-107 (2013)
- (2) 佐藤大介・伊東淳一：「パーミアンス法を用いた永久磁石同期電動機の損失最小設計に関する一検討」，半導体電力変換/自動車/家電・民生合同研究会, SPC-13-157/VT-13-040/HCA-13-062, pp.27-32 (2013) 【電気学会産業応用部門優秀論文発表賞】
- (3) 佐藤大介・伊東淳一：「パーミアンス法による極数を変化させた埋込磁石同期電動機の損失計算」，平成 26 年電気学会全国大会, 5-016, pp.27-28 (2014)
- (4) 佐藤大介・伊東淳一：「永久磁石同期電動機駆動システムの消費電力量低減に関する一検討」，半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-14-088/MD-14-065, pp.1-6 (2014)
- (5) 佐藤大介・伊東淳一：「永久磁石同期電動機のオープンループ制御を用いた方形波電圧駆動とその安定化制御」，平成 27 年電気学会産業応用部門大会, 3-74, pp.III359–362 (2015)
- (6) 佐藤大介・伊東淳一：「永久磁石同期電動機のオープンループ制御を用いた方形波電圧駆動に関する実機検証」，平成 28 年電気学会全国大会, 4-048, pp.79-80 (2016)

## 参考論文

### 学術論文

- (1) 伊東淳一・HUYNHDANGMINH・佐藤大介・加藤康司：「3 レベル V 結線インバータの空間ベクトル PWM を用いた負荷中性点電位変動の低減法」，電気学会論文誌 D,

### 国際会議における口頭発表論文

- (1) J. Itoh, **D. Sato**, and T. Shibuya: “Investigation and Optimal Design of Output Capacitance in Chopper by High Speed Voltage Response Control”, The 15<sup>th</sup> International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2012), LS3A-2 (2012)
- (2) J. Itoh, **D. Sato**, and T. Tanaka: “Investigation of Optimal Operation Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System with 3-level Inverter”, International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA 2012) (2012)
- (3) J. Itoh, H. D. Minh, and **D. Sato**: “Experimental Verification of Conduction Noise of Three-level V-connection Rectifier-Inverter System”, 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC 2014), No. 189, pp. 558 - 563 (2014)
- (4) J. Itoh, **D. Sato**, T. Nagano, K. Tanaka, and N. Yamada: “Development of High Efficiency Flywheel Energy Storage System for Power Load-Leveling”, 36th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC 2014), CS2-02 (2014)
- (5) **D. Sato**, J. Itoh, T. Watanabe, K. Kawagoe, K. Kato, and N. Yamada: “Development of Magnetic Coupling with Variable Thrust Structure for Flywheel Energy Storage System in Long Lifetime UPS”, 37th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC 2015), TS28-2, pp. 669-674 (2015)
- (6) J. Itoh, T. Masuda, **D. Sato**, T. Nagano, T. Suzuki, and N. Yamada: “Development of Magnetic Assist System in Flywheel Energy Storage System for Power Load-Leveling”, 5<sup>th</sup> International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA 2016), No. 52 (2016)

### 国内会議における口頭発表論文

- (1) 佐藤大介・野下裕市・伊東淳一:「高効率制御を併用した位相制御によるトルク制御法」, 平成 23 年度電気関係学会北陸支部連合大会, A67 (2011) 【電気学会優秀論文発表賞】
- (2) 佐藤大介・田中孝明・伊東淳一:「3 レベルインバータを用いた永久磁石同期電動機駆動システムの駆動方式選定に関する基礎検討」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会,

- 1-16, pp.1127-130 (2012)
- (3) 佐藤大介・伊東淳一：「電気自動車向け永久磁石同期モータ駆動システムのインバータの回路方式による損失比較」, 平成 25 年電気学会全国大会, 4-216, pp.366-367 (2013)
- (4) HUYNH DANG MINH・荒木隆宏・佐藤大介・野下裕市・伊東淳一：「三相 3 レベル V 結線 PWM 整流器および整流器・インバータシステムの雑音端子電圧の比較検討」, 平成 25 年度 (第 23 回) 電気学会東京支部新潟支所研究発表会, IV-05, p.55 (2013)
- (5) HUYNH DANG MINH・荒木隆宏・佐藤大介・野下裕市・伊東淳一：「3 レベル V 結線整流器・インバータシステムの雑音端子電圧に関する実験検討」, 電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会, PE-14-022/PSE-14-022/SPC-14-057, pp.45-50 (2014)
- (6) 谷向一馬・佐藤大介・伊東淳一：「巻線切替三相同期発電機の高効率高パワー密度化に向けたバックヨーク設計に関する基礎検討」, 平成 26 年電気学会全国大会, 5-049, pp.87-88 (2013)
- (7) レホアイナム・佐藤大介・折川幸司・伊東淳一：「昇圧チョップパの電流不連続モードにおける電流平均値検出手法の検討」, 平成 26 年電気学会電子・情報・システム部門大会, MC5-6, pp.1344-1349 (2014)
- (8) HUYNH DANG MINH・佐藤大介・伊東淳一：「空間ベクトル PWM を用いた 3 レベル V 結線 インバータの中性点電位変動の低減手法」, 電子デバイス/半導体電力変換合同研究会, EDD-14-065/SPC-14-127, pp.83-88 (2014)
- (9) HUYNH DANG MINH・佐藤大介・伊東淳一：「3 レベル V 結線インバータの空間ベクトルを用いた雑音端子電圧の低減法」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-15-013/MD-15-013, pp.77-82 (2015)
- (10) 梅上大勝・服部文哉・吉田秀人・小原秀嶺・齋藤達仁・兼松正人・川村弥・岡崎佑平・萬年智介・米田昇平・高木一斗・小岩一広・日下佳祐・高橋広樹・加藤尚和・佐藤大介・中西俊貴・長野剛：「Ph.D. candidates of Power Electronics in Japan (PPEJ)の設立とその活動 -Ph.D. Candidate Meeting -IPEC Hiroshima- で見えた各国の博士後期課程学生を取り巻く研究環境とその違い-」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-15-037/MD-15-037, pp.43-48 (2015)
- (11) レホアイナム・佐藤大介・折川幸司・伊東淳一：「電流不連続モードを有する双方向

- 
- DC/DC コンバータの電流フィードバック制御」, 平成 27 年電気学会全国大会, 4-083, pp.141-142 (2015)
- (12) 佐藤大介・伊東淳一・渡辺智貴・吉田貴則・山田昇:「フライホイールエネルギー貯蔵装置向け可変推力機構付き磁気カップリングの基礎検討」, 平成 27 年電気学会全国大会, 5-108, pp.169-170 (2015)
- (13) レホアイナム・佐藤大介・折川幸司・伊東淳一:「昇圧リアクトルに不感な電流連続/不連続モード混在制御法」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, 1-103, pp.1419-422 (2015)
- (14) 辻弘兵・折川幸司・佐藤大介・伊東淳一:「電動アシスト自転車の回生電力に応じた駆動負荷の評価法」, 平成 27 年度 (第 25 回) 電気学会東京支部新潟支所研究発表会, NGT-15-038, p.38 (2015)
- (15) 増田匠・高橋広樹・長野剛・佐藤大介・伊東淳一:「フライホイールエネルギー貯蔵システムにおけるマトリックスコンバータの 1 パルス駆動法の比較検討」, 平成 27 年度電気学会東京支部新潟支所研究発表会, NGT-15-043, p.43 (2015)
- (16) 熊谷崇宏・佐藤大介・伊東淳一:「電圧制限を考慮した数式モデルに基づく SR モータのトルクリプル低減手法」, 平成 28 年度電気関係学会北陸支部連合大会, A3-20 (2016)
- (17) 井上拳斗・日下佳祐・佐藤大介・伊東淳一:「ソレノイドコイルを用いたワイヤレス電力伝送システムにおける結合係数マップ」, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol.116, No.238, WPT2016-34, pp.85-90 (2016)



## 謝辞

本研究の遂行にあたって、直接ご指導を賜りました長岡技術科学大学 伊東淳一准教授に心から感謝し、厚く御礼申し上げます。また、学外より学位審査に携わっていただいた芝浦工業大学 赤津観教授、日頃から有益なご意見、ご助言を賜りました長岡技術科学大学 大石潔教授、宮崎敏昌准教授、芳賀仁准教授、近藤正示名誉教授、横倉勇希助教、日下佳祐産学官連携研究員、苫小牧工業高等専門学校 佐沢政樹准教授、北海道大学 折川幸司助教に厚く御礼申し上げます。

異分野チーム編成融合型グローバルリーダー養成コースでのリサーチインターンシップを通じて、研究における多くのご助言とご協力をいただきました芝浦工業大学 M&E エネルギー変換研究室の諸氏にも心より感謝し、御礼申し上げます。

学部4年次の実務訓練以来、有益なご意見、ご指導を賜りましたポニー電機株式会社 長井真一郎専務取締役には心より感謝し、御礼申し上げます。

長い研究生活の間、苦楽をともにしたパワー研の諸氏に感謝いたします。私が学部3年生の時に研究室に配属され、以来博士後期課程に至るまで様々な場面でご助言をいただいた加藤康司氏、春名順之介氏、星野哲馬氏、Goh Tech Chiang 氏、大沼喜也氏、宮脇慧氏、檜原有吾氏、野下裕市氏、小岩一広氏、渋谷貴之氏、田中孝明氏、中田祐樹氏、高橋広樹氏、中島雄希氏、Asmarashid bin ponniran 氏にも心より感謝し、御礼申し上げます。

博士後期課程まで支えあった加藤尚和氏、田村浩志氏、中西俊貴氏、長野剛氏および学部、修士課程でともに研究に打ち込んだ青木渉氏、荒木隆宏氏、田中賢太氏にも心より御礼申し上げます。

最後に、高専卒業後、地元北海道を離れてからも博士後期課程まで進学する機会を与え

## 謝辞

---

ていただき、学業に専念できるように協力してくれた両親と妹に心から感謝いたします。