

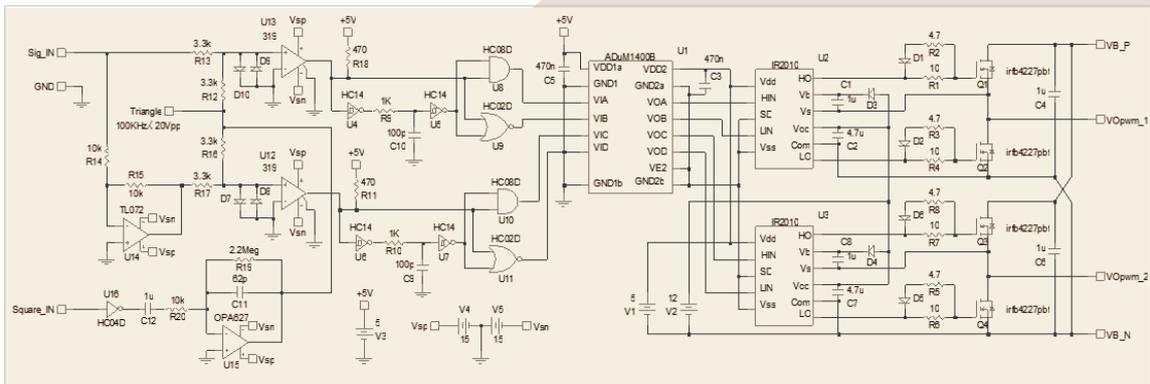
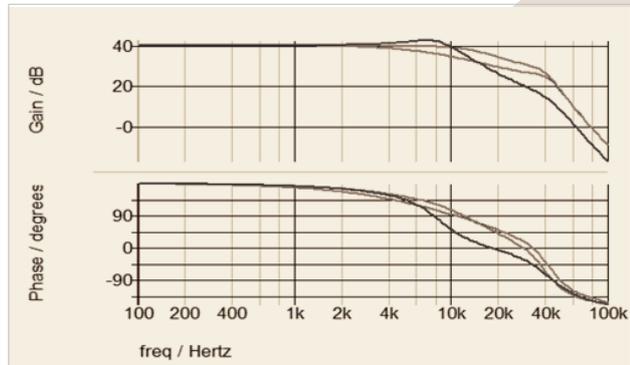
Switching Power Amplifier Design for Professionals

見本

プロのための

スイッチングパワーアンプの設計法

荒木 邦彌 著



プロのための スイッチングパワーアンプの設計法

目次

ページ

第1章	パワーアンプ概論	1
1.1	産業用パワーアンプのアプリケーション	1
1.2	定電圧及び定電流特性	1
1.3	バイポーラ出力	2
1.4	保護機能	2
1.4.1	パワーアンプ自身の保護	2
1.4.2	負荷の保護	3
1.5	パワーエレクトロニクス化	4
1.5.1	概要	4
1.5.2	リニアパワーアンプは広帯域, スイッチングパワーアンプは高効率	4
1.5.3	PWM (Pulse Width Modulation)と PDM (Pulse Density Modulation)	5
1.6	フィードバック制御が最適	5
第2章	増幅器から変換器へ	7
2.1	概要	7
2.2	B級アンプとD級アンプの損失の比較	8
2.2.1	概要	8
2.2.2	出力波形の品質	9
2.2.3	電源電圧の変動の影響 (PSRR)	9
2.3	リニアパワーアンプの効率向上	10
2.3.1	概要	10
2.3.2	スタティック方式	10
2.3.3	ダイナミック方式	10
2.3.4	スイッチングアンプとリニアアンプのハイブリッド方式 ^{注2)}	11
第2章の Appendix		13
■Appendix 2A	B級アンプの効率計算	13
■Appendix 2B	理想に近いバイアス特性を実現した AB 級パワーアンプの例 ^{注9)}	14
第3章	スイッチング (D 級) パワーアンプの変調方式と主回路	15
3.1	スイッチングパワーアンプの変調方式には PWM と PDM とがある	15
3.2	PWM 方式スイッチングパワーアンプの原理	15
3.3	方形波変調方式 PWM スイッチングパワーアンプ	17
3.4	電流モード PWM パワーアンプ	17
3.5	PWM 波形の周波数スペクトル	19
3.6	主回路のトポロジーと変調方式	20
3.6.1	6 種類のフルブリッジと変調波形との組合せ	20

3.6.2	2 レベル フルブリッジ(略称 : 1E_2L_1S_1C, 2E_2L_1S_1C)	21
3.6.3	入力信号二相, 3 レベル フルブリッジ(略称 : 1E_3L_2S_1C, 2E_3L_2S_1C)	22
3.6.4	変調波二相 3 レベル フルブリッジ(略称 : 1E_3L_1S_2C, 2E_3L_1S_2C)	22
3.6.5	各トポロジーの周波数スペクトルを見る	22
3.7	PWM アンプは電源変動に弱い	24
3.8	デッドタイムとダイオードの逆回復時間が PWM アンプに与える影響	24
3.9	ソフトスイッチング ハーフブリッジ <small>注 16), 17)</small>	26
3.10	復調用ローパスフィルタ (LPF)	27
3.11	LPF が二次形の場合のノーマルモードインダクタの値を決める	28
3.12	マルチフェーズ PWM パワーアンプ	29
3.12.1	マルチフェーズ PWM パワーアンプの特徴	29
3.12.2	電源を共通にすると還電流が流れる場合がある	30
第 3 章の Appendix		31
■ Appendix 3A	PDM と自励発振 PWM スwitching パワーアンプ	31
■ Appendix 3B	ハーフブリッジのパンピング (Pumping) とその対策	34
■ Appendix 3C	コモンモード成分を低減した 3 レベル フルブリッジ PWM <small>注 18)</small>	35
第 4 章	フィードバック制御	36
4.1	スイッチングパワーアンプにおける制御装置の役割	36
4.2	一巡伝達関数	39
4.3	不安定なフィードバック制御システムにおける閉ループの周波数応答	40
4.4	位相余裕とゲイン余裕……(安定度を定量的に表現する)	40
4.5	DC の誤差 (定常偏差) と AC の誤差	41
4.6	PID 制御	43
4.7	ループ整形 <small>注 22)</small>	44
4.7.1	位相遅れ補償	45
4.7.2	位相進み補償	45
4.8	状態フィードバック	46
4.8.1	i_L をフィードバックする……(電流状態フィードバック)	47
4.8.2	電圧状態フィードバックを施す	47
4.9	2 自由度制御系 <small>注 22)</small>	48
4.9.1	条件付きフィードバック構造の 2 自由度制御系	49
4.9.2	2 自由度制御系の設計例	49
第 4 章の Appendix		54
■ Appendix 4A	伝達関数とブロック線図 <small>注 3)</small>	54
■ Appendix 4B	周波数応答とボード線図 <small>注 3)</small>	57
■ Appendix 4C	一巡伝達関数の測定法	59
■ Appendix 4D	回路シミュレータで伝達関数を評価する	61
■ Appendix 4E	Excel で伝達関数を評価する (清水 勇芳 著)	62
■ Appendix 4F	二次遅れ系の応答とその回路	63
第 5 章	スイッチングパワーアンプ設計の実際	64

5.1	概要	64
5.2	演習用スイッチングパワーアンプの仕様	64
5.3	方式検討	66
5.4	電力変換部の設計	66
5.4.1	概要	66
5.4.2	電源電圧を決める	67
5.4.3	LPF のカットオフ周波数とスイッチング周波数を決める	67
5.4.4	フルブリッジ MOSFET の選択	68
5.4.5	MOSFET ドライバの選択	70
5.4.6	変調波用三角波発生回路	71
5.4.7	PWM 変調回路とデッドタイム生成回路	71
5.4.8	復調用 LPF の設計	72
5.4.9	インダクタ電流検出	75
5.5	制御部設計	76
5.5.1	概要	76
5.5.2	電力変換部のゲイン	76
5.5.3	電力変換部の入力から LPF インダクタ電流出力までの周波数応答	76
5.5.4	電流状態フィードバックの設計	77
5.5.5	電圧状態フィードバックの設計	77
5.5.6	過電流保護	78
5.5.7	状態フィードバックセル	80
5.5.8	PI 制御装置	82
5.5.9	状態フィードバックセルを組み込み、総合特性を見る	84
5.5.10	LPF を追加し、変調ノイズレベルを下げる	85
5.6	マルチフェーズ化	86
5.6.1	マルチフェーズ化で変調ノイズを低減する	86
5.6.2	P 制御装置のゲインの決定	88
5.6.3	I 制御装置のフィードバック係数、積分時定数及び入出力ゲインの決定	89
5.6.4	シミュレーションによる評価	89
第 5 章の Appendix		91
■Appendix 5A	2 個のインダクタで LPF を作る	91
■Appendix 5B	シャント抵抗によるインダクタ電流の検出	92
■Appendix 5C	2 自由度制御系の設計例とそのシミュレーション結果	93
第 1 章の図		96
第 2 章の図		100
第 3 章の図		121
第 4 章の図		166
第 5 章の図		211
■	参考文献	263

第1章 パワーアンプ概論

メカトロニクス機器やその生産設備、試験設備には、パワーアンプが内蔵されている機器が数多くあります。これらを、産業用パワーアンプと呼ぶことにします。

多くのエンジニアは、パワーアンプというとスピーカを駆動するオーディオ用パワーアンプを連想すると思います。本書で取り上げる産業用パワーアンプも本質的には同じものです。

[図 1.1](#)にパワーアンプに関連するアプリケーション、技術、機能等を整理してみました。

1.1 産業用パワーアンプのアプリケーション

パワーアンプのアプリケーションは、特定の負荷装置と組み合わせて使うことを前提に、その負荷の特性にマッチするように機能・性能・コストを最適化した特定負荷形と、負荷を特定しない不特定負荷を対象にした汎用形の二つに大別できます。

オーディオ用パワーアンプは、スピーカという特定負荷を駆動するために機能・性能・コストを最適化したパワーアンプといえます。

この他、特定負荷形のアプリケーションには、MRIの傾斜磁場発生用、リニアモータなどのアクチュエータ駆動用、バッテリーやキャパシタの充放電試験用など、高精度で高速な定電流特性をもつ出力が要求されます。太陽電池、燃料電池などの電源をシミュレーションする装置、特定の機器装置を試験する電源の心臓部など、受注生産のカスタムメイドの機器が多く含まれます。

汎用形のアプリケーションでは、メーカーが出力電力、出力電圧電流、周波数範囲、効率などの仕様を明確にし、負荷を所有するユーザーが自分の要求仕様を満足する機器を選択することになります。

この汎用形パワーアンプの代表的なアプリケーションとして、交直両用の電源装置があります。この装置の負荷には、整流回路を入力にもつ各種電子機器、モータなどの電磁機器、インダクタやキャパシタを含む無効電力の大きな機器、突入電流が定常電流の10倍以上に達する機器など多種多様で、パワーアンプ設計者を悩ませます。

古くは、電圧・電流・周波数の安定化が電源装置の目的の全てでしたが、最近では、電圧・電流・周波数を規格に合わせて変動させて、負荷である機器の振る舞いを試験する電源環境シミュレータとしての用途が多くなっています。

[図 1.2](#)に最近の交直両用電源装置のブロックダイアグラムの例を示します。

1.2 定電圧及び定電流特性

パワーアンプの出力特性には、定電圧源(CV)と定電流源(CC)とがあります。CV特性は、負荷電流が変化しても出力電圧が変動せず、出力インピーダンスが限りなくゼロに近い特性で、出力電圧は入力信号に完全に比例するのが理想です。CC特性は、CV特性と双対関係にあり、負荷のインピーダンスが変わっても出力電流が変動しない、出力インピーダンスが限りなく ∞ に近い特性で、出力電流は入力信号に完全に比例するのが理想です。

CVとCC特性の中間的な出力特性を要求されることもあります。太陽電池、燃料電池などの電源をシミュレーションする機器です。この場合には、制御技術でパワーアンプの出力特性を、シミュレーションするデバイスの出力特性に近似させることになります。

1.3 バイポーラ出力

ドロップ方式やスイッチング方式に限らず、DC 電源の出力電圧・電流は、正又は負極性の単極性が一般的です。それに対して、パワーアンプは、電圧・電流とも正負両極性を出力するのが一般的です。これらを、バイポーラ電源と呼ぶこともあります。

図 1.3 は、バイポーラ出力の概念を説明する図です。Y 軸が電圧、X 軸が電流です。電圧が電流同極性の第 I、第 III 象限は、パワーアンプから負荷に電力を供給するソース領域です。電圧と電流の極性が異なる第 II、第 IV 象限は、負荷からパワーアンプに向かって電力が逆流するシンク領域です。

純抵抗負荷のときだけ、ソース領域(第 I、第 III 象限)で動作します。他の多くの負荷は、大なり小なりソース、シンク両域で動作します。インダクタ(誘導性)やキャパシタ(容量性)の負荷をパワーアンプで入力信号に比例し正しく駆動すると必ず全領域が必要になります。なぜなら、インダクタやキャパシタにはエネルギーを蓄積する作用があるからです。エネルギーを蓄積する作用があると、第 I 又は第 III 象限のソース領域でパワーアンプから供給されたエネルギーを、第 II 又は第 IV 象限のシンク領域でパワーアンプが消費する必要があるからです。その様子を図 1.4 に示します。

スピーカは、一種のリニアモータと考えることができます。スピーカのコイルやコーンの質量などはエネルギーを蓄えます。オーディオ用のパワーアンプはそのエネルギーを素早く吸収(シンク)し、コーンの動きを入力オーディオ信号に正確に追従させなければなりません。

バッテリーの充放電試験用のパワーアンプの場合のように、電圧は単極性だけで良く、電流だけが充電(ソース)と放電(シンク)の両極性の場合、電圧ユニポーラ、電流バイポーラと呼びます。

コイル(インダクタ)に単極性の電流を流し、その値を増減するような用途には、電流ユニポーラ、電圧バイポーラのパワーアンプが必要になります。コイルに流す電流値を高速で変化させ、その値を正確に制御するには、高電圧を発生できる定電流(CC)特性のパワーアンプが必要になります。インダクタ L の電圧電流の関係は、 $V = L(di/dt)$ からです。 di/dt が大きくなるとそれに比例して V も大きくなるわけです。

1.4 保護機能

パワーアンプにとって、保護機能は必須な仕様の一つです。

保護機能は二つに分けられます。パワーアンプ自身を保護する働きと、負荷を保護するは働きです。前者は、出力端子の短絡や過電流、過電圧からパワーアンプ自身の出力段の損傷を防ぐ機能です。後者は、過電流及び過電圧から負荷装置の損傷を防ぐ機能です。

1.4.1 パワーアンプ自身の保護

特定負荷用に設計されたパワーアンプの場合、短絡や過電流は、取扱いの不注意の事故として処理できる場合があります。この場合は、ヒューズ等の簡単な保護装置で済ませ、発煙や発火を起こさない考慮だけでよい場合もあります。

しかし、不特定負荷を対象にする電源装置等に組み込むパワーアンプの場合、短絡や過電流、過電圧は事故ではありません。定常的な状態の一つと考えて設計する必要があります。

過電流は、瞬時の短時間定格と連続定格とに分けられます。短時間定格を連続定格の 2~10 倍要求されることがあります。多くの機器は、起動時に大きな瞬時電流が流れるためです。瞬時定格と連続定格とが同じだと、瞬時電流のためにそれに合わせるため大きな連続定格の大形の設備が必要になり、

コスト高となるからです。

過電流や短絡からパワーアンプの出力段を保護する出力電流制限方式に、垂下特性と“フ”の字特性があります。垂下特性は、出力電圧の高低に関係なくある一定の出力電流に制限する方式です。フの字特性は、出力電圧が高いときは出力電流も大きい値で制限し、出力電圧が低いときは、小さな出力電流に制限する方式で、電圧を Y 軸に電流を X 軸にとる座標を描くと電流制限の領域がフの字の外側になります。

フの字方式は、抵抗性の負荷の場合は問題ありませんが、流れる電流が印加される電圧に依存しない定電流性負荷や、インダクタ (L)、キャパシタ (C) に交流電流を流す必要がある場合には不具合が生じることがあります。なぜなら、定電流性負荷の場合、最低電圧でも最大電圧でも同じ電流が流れますので、負荷の最低電圧時におけるパワーアンプの制限電流値が負荷電流以上でないと電圧が立ち上がらない状態になるためです。純 L 、純 C 負荷の場合は、電圧がゼロ時点で電流が最大になるため(図 1.4 参照)、パワーアンプの出力電圧がゼロ時の制限電流値が、必要とする負荷電流以上の値でなければなりません。

フの字方式は、リニア方式のパワーアンプやドロップ方式の DC レギュレータに多く見られます。短絡時や過電流によって出力電圧が低下すると、パワーアンプ出力段の損失増大による破損を避けるため、出力電圧が低いときに電流を小さな値に制限するわけです。

スイッチング(D 級)パワーアンプでは、本質的に損失の出力電圧依存性は低く、損失は出力電流に依存する部分が大多数のため、出力電圧に依存しない垂下特性の保護方式が多く採用されています。

リニアパワーアンプでは、負荷から逆流するシンク電流によるエネルギーは、出力段のパワー素子で消費され熱になります。

一方、スイッチングパワーアンプでは、負荷から逆流されてくるエネルギーの多くは、電源に環流(回生と言う)されます。本質的には、無損失(全て理想素子で構成された場合)で消費されて熱に変換される所がないからです。これはスイッチングアンプの最大のメリットなのですが、適正に処理されないと重大な事態になります。パンピング(Pumping)と呼ばれる現象です。回生エネルギーによって、電源電圧が上昇する現象で、パワーアンプ出力段のスイッチング素子や電源部の素子を破壊してしまいます。

回生エネルギーが小さいパッシブな素子(LCR)が負荷の場合は、回路構成の工夫によって防げます。しかし、回生エネルギーが大きい場合は、電源電圧が上昇したときに抵抗器を電源に接続し、熱に変換する必要があります。

本質的な解決法は、回生機能をもつ電源回路を採用し、電力ラインやバッテリーなどの大本の電源に戻すことです。この方法は省エネルギーの観点からも理想的といえます。

図 1.5 は、電源部に回生機能をもつシステムの一例です。

1.4.2 負荷の保護

試験器に組み込まれているパワーアンプがユーザの被試験体を破損することは重大問題です。そのためにパワーアンプからの最大電流、最大電圧を被試験体の非破壊定格内に維持する機能が要求されることがあります。定電圧特性をもつパワーアンプの場合は、出力電流の最大値を、定電流特性の場合は最大出力電圧を外から設定できる様に設計する必要があります。

設定に対してオーバシュートすることなく、保護レベルからの速やかな復帰が望まれます。

本書では、PWM スイッチングパワーアンプに組み込み、保護レベルを設定でき、定電圧特性からスムーズに定電流特性に移行し、また、スムーズに定電圧特性に復帰する制御システムの例を紹介し
ます(5.5.9 項参照)。

1.5 パワーエレクトロニクス化

1.5.1 概要

1980年代までは、パワーアンプといえば、出力段にバイポーラパワートランジスタを使ったアナログ回路のリニア製品がほとんどでした。1990年以降、DC電源のスイッチング化の後を追う形で、パワーアンプもスイッチング化が進み、パワーエレクトロニクスの仲間になりました。MOSFET と IGBT の大電力化、高速化が原動力となりこれを支えました。

パワーエレクトロニクスは、1957年に米国 GE 社によるサイリスタの発明から始まったといわれています。これは、半導体スイッチを利用して大電力を制御する技術として発展してきました。

1972年頃から、比較的小電力の制御にも PWM などのスイッチング技術が使われ始め、この分野にもパワーエレクトロニクスという言葉が使われるようになりました¹⁾。

電気学会用語集によれば、パワーエレクトロニクスは、“電力、電子及び制御の技術を統合した、電力変換及び電力開閉に関する技術分野”と定義されています。いくら大きなパワーを扱っても、リニアパワーアンプはパワーエレクトロニクスの範疇には属さないようです。リニアパワーアンプは、“電力増幅”技術であり、“電力変換及び電力開閉”技術ではないということでしょう。パワーアンプ技術は、増幅技術から、電力変換、電力スイッチング技術へと変遷してきたと言えます。

これらの変換器は、直流から交流への変換は DC to AC Inverter、交流から直流への変換は AC to DC Converter、直流から直流間の変換は DC to DC Converter と呼ばれます。

リニアアンプからパワーエレクトロニクス技術を応用したスイッチングアンプへの転換目的は、軽量小形化と効率向上による、総合的なコストセーブです。

1.5.2 リニアパワーアンプは広帯域、スイッチングパワーアンプは高効率

半導体を使ったリニアパワーアンプは、ほとんどプッシュプル回路が使われ、バイアスのレベルによって、A 級、AB 級及び B 級に分類されます。その延長としてスイッチングアンプは、D 級パワーアンプと呼ばれます。

増幅できる周波数帯域幅では、圧倒的にリニア方式が優れています。DC~50 MHz、50 W 程度が商品化されています。スイッチング方式では、スイッチング周波数の 1/10 程度が増幅帯域の上限ですから、スイッチング周波数を 10 MHz にできたとしても、1 MHz が増幅帯域の上限になります。

一方、電源入力パワーに対する出力パワーの変換効率を実用的なレベルで比較すると、リニア方式が 50~60 %、スイッチング方式が 90 %と、圧倒的にスイッチング方式が優れています。

高効率と広帯域を両立させたのが、ハイブリッド方式です。ハイパワーの低周波スペクトル成分をスイッチングアンプに、ローパワーの高周波スペクトル成分をリニアアンプに受け持たせます²⁾。例えば、三角波を忠実に増幅するには、基本波周波数の 30 倍程度の帯域が必要ですが、高調波の含有レベルは周波数に反比例して減少するため、高域でのパワーはそれ程必要ではありません。このよ

うに、ハイパワーな成分が低周波帯域だけに限定されているアプリケーションにはハイブリッド方式が最適と言えます(2.3.4項参照)。

1.5.3 PWM (Pulse Width Modulation)と PDM (Pulse Density Modulation)

スイッチングアンプの変調方式はPWMとPDMとが代表的です。さらに、PWMは変調波によって自励式、のこぎり波式及び三角波式に分類されます。

出力段の回路形態は、ハーフブリッジ、フルブリッジ、マルチフェーズに分類されます。ハーフ → フル → マルチの順に等価スイッチング周波数を高くすることができます。

スイッチング方式は、ソフトスイッチング、ハードスイッチングに分類されます。前者は後者に比較して、スイッチングノイズの発生が低く、スイッチング損失が少なく、スイッチング周波数を高くすることができます。しかし、部品点数が多く回路が複雑になります。

本書では主に、三角波変調、ハードスイッチング、フルブリッジ方式のPWM変換器を主回路(出力段)に用いたシステムを検討します。

1.6 フィードバック制御が最適

PWM変換器等からなる主回路のインバータは、制御装置と組み合わせられて、実用的なパワーアンプになります。スイッチング回路から構成されるインバータには、電源電圧の変動による利得変化、スイッチ間のデッドタイムによるヒステリシス、変調用三角波の非直線性による波形ひずみの発生、復調用ローパスフィルタ(LPF)による周波数特性の乱れと波形ひずみの発生などがあるので、これらを制御装置が改善します。

制御装置の目的を整理すると、安定化と目標値(入力信号)追従特性、すなわち、応答性の改善に分けられます(図1.6参照)。

さらに、安定化は、外乱からの安定化(外乱抑制特性)と内乱からの安定化(内乱抑制特性)とに分けられます。外乱とは、負荷、電源、温度等の動作環境の変動です。内乱とは、先の述べた主回路内部で発生する波形ひずみ等の他、変調用三角波の振幅変動、スイッチング速度の変化、復調用LPFの特性変動等です。

応答性の改善は、定常偏差(DC誤差)を限りなくゼロにし、周波数応答、追従速度の向上、利得の直線性向上、波形ひずみの低減が目的になります。

システムの制御法には、フィードフォワード制御とフィードバック制御とがあります。フィードフォワード制御はシステムが完全にモデル化され、かつ、外乱がない場合には問題なく制御できます。スイッチングアンプの場合には、外乱があり、内部パラメータも不変ではないのでフィードフォワード制御は不向きです。

スイッチングアンプの特性改善には、フィードバック制御が最適といえます。なぜなら、フィードバック制御では、出力の現在値をセンシングし、フィードバックして入力と比較し、その値を一致させるよう修正動作をするので、システムが完全にモデル化されていなくとも良く、突然の外乱に対しても抑制効果を発揮するからです。

従来のオーディオ用などのリニア方式パワーアンプでは、電力を増幅する主回路部と制御部とは明確には分離されず、電圧増幅部が制御部を兼ねていました。PWM方式などのスイッチングパワーア

ンプにおいては、変調部とエネルギー変換部及び復調 LPF からなる主回路部と制御部(装置)は完全に分離されます。

制御装置には、OP アンプなどで構成するアナログ方式と ADC (Analog to Digital Converter), DSP (Digital Signal Processor)などから構成するデジタル方式とがあります。

制御理論^{注3), 4)}には古典制御と現代制御とがあります。

古典制御は、伝達関数によって制御対象を表現し、比例、微分、位相遅れ・進み回路で補償し、一つの出力フィードバックループで制御されます。多くの場合、ゲインと位相の周波数応答からシステムを解析する設計法が用いられています。

一方、現代制御では、システムを一階の連立微分方程式からなる状態方程式で表現し、その方程式内の微分で現れる変数を“状態”と呼んで、制御対象の内部変数と考えます。その状態をフィードバックすることによって、制御対象の応答を最適化します。

スイッチングパワーアンプの制御には、現代制御理論の概念をとり入れると、古典制御理論では困難であった高次の LPF を含めた特性の改善が容易になります。

本書では、現代制御理論の状態フィードバックを使った補償法を用いたアナログ方式の制御装置を、古典制御理論で用いられるシステム解析法の一つである、ボード線図法で解析・設計する手法を紹介します。この手法の紹介が本書の目的の一つでもあります。

スイッチングパワーアンプを取り巻く大きな課題の一つである電磁環境両立性 EMC (Electro-Magnetic Compatibility)対策、実装技術などについては本編では取り上げません。

第2章 増幅器から変換器へ

2.1 概要

スイッチングパワーアンプは、D級パワーアンプとも呼ばれます。この呼称は、リニアパワーアンプのA級、AB級、B級そしてC級アンプからの連続として命名されたと思われます。

ここでは、A級からC級までのリニアパワーアンプとD級とを対比しながら、シングルエンデッドプッシュプル回路で考察して見ます。

[図 2.1](#)が MOSFET を用いた A 級から C 級までのシングルエンデッドプッシュプル回路の出力段の例です。Q1 は N ch, Q2 は P ch の MOSFET で、ソースフォロアで動作します。V4, V5 は正負の電源、V1 は入力信号です。負荷 R1 にパワーが供給されます。

A 級から C 級までのクラス(級)はバイアス電流の大きさで決まり、そのバイアス電流は V2, V3 の電圧で制御されます。

[図 2.2](#)は A 級から C 級までのアンプの、入力信号([図 2.1](#)の V1)対 Q1, Q2 のドレイン電流([図 2.1](#)の I_{d_Q1} , I_{d_Q2})の特性です。A 級のバイアス電流は最大ドレイン電流の約 1/2 に設定され、各 MOSFET のドレイン電流が全動作域でゼロになりません。

B 級では、入力信号がゼロのときバイアス電流もゼロに制御されます。B 級は、電源入力電力から出力電力への変換効率では C 級に次いで優れていますが、入力がゼロのとき、ドレイン電流をいつもゼロに保ち、かつ、不感帯をゼロに維持することが困難です。Q1, Q2 の非直線性によるひずみは、前段の電圧増幅段や、制御回路と組み合わせたネガティブフィードバックで改善します。不感帯もネガティブフィードバックで改善されますが、皆無にすることはできません。そのため、ゼロ付近の波形の不連続が問題にならないアプリケーションに採用されます。

AB 級は、A 級と B 級との中間のバイアス電流に制御され、入力信号がゼロのときのバイアス電流はなるべく少なく、各ドレイン電流が全動作域でゼロにならず、かつ、正(N ch)負(P ch)の特性を加算した値が 1、すなわち正負の合成特性が直線となるのが理想です。

C 級は、ゼロバイアスで動作し、負荷電流がゼロの付近は不感帯となり、出力波形には大きなひずみが発生します。共振回路と組み合わせ、通信用送信機の出力段などに使用されますが、汎用のパワーアンプとしては使われません。

入出力の伝達特性の直線性やひずみ特性は、A 級が最も優れており、高級オーディオ機器のメインアンプ等に採用されています。

最も実用的で一番多く使われているのが AB 級です。本書の主題である産業用はじめ、オーディオ用など多くは AB 級のリニアパワーアンプが使われていました。しかし、これらのアンプも D 級のスイッチングアンプに置き換えられつつあります。その理由は、スイッチングアンプの電源入力電力対出力電力の変換効率が AB 級、B 級に比べて圧倒的に優れているからです。また、MOSFET, IGBT 等のスイッチング素子の高速化、低損失化への進展がスイッチングアンプの高性能化をバックアップしてきました。

[図 2.3](#)に D 級の一例としてパルス幅変調(PWM)方式スイッチングアンプの主回路の回路、[図 2.4](#)にその各部波形を示します。

1 Ω 負荷(R1)に ± 10 V, ± 10 A 出力でき、正弦波出力時の出力パワーは 50 W です。DC~5 kHz

の周波数を出力できます。

主回路(出力段)は MOSFET(Q1, Q2)のハーフブリッジです。変調は、アナログコンパレータ(CMOP1)による三角波(V2)方式で変調周波数は 100 kHz です。C1, L2 は 100 kHz キャリア除去用のローパスフィルタです。U1, U2, U3 は Q1, Q2 の同時オンを防止するためのデッドタイム(200 ns)を生成します。U4, U5 は Q1, Q2 のゲートドライバで、入出力間が絶縁されています。

2.2 B 級アンプと D 級アンプの損失の比較

2.2.1 概要

この D 級スイッチングパワーアンプと B 級リニアパワーアンプの出力段の MOSFET の損失を回路シミュレーションで比較してみましょう。

損失(P_a)とは、電源入力電力(P_i)から出力電力(P_o)を差し引いた電力で熱になって消費されます。すなわち、 $P_a = P_i - P_o$ (W) です。

効率(η)は、 $\eta = P_o / P_i$ とすると、 $P_a = P_o(1 - \eta)$ となります。

全てが理想素子で構成された、理想素子で構成した B 級アンプ出力段の効率は、正弦波出力において、出力電圧のピーク電圧を電源電圧と同じ値としたときの効率の理論値は、78.5 %で、損失は 21.5 %です。出力波形を方形波にし、他条件が同じ場合、効率は B 級アンプでも 100 %になります。すなわち、D 級アンプになるわけです(Appendix 2A 参照)。

一方、理想素子で構成した D 級アンプの出力段の効率は、いかなる条件でも、1.0(100 %)で、損失はゼロ、すなわち、無損失です。

理想素子とはスイッチング素子の場合、オン抵抗(R_{on})がゼロ、オフ抵抗(R_{off})が ∞ 、スイッチングタイムもゼロの架空の素子です。理想インダクタの場合は、DC 抵抗がゼロ、磁性材料による損失もゼロの発熱のない素子です。キャパシタも同じく発熱ゼロの素子です。

シミュレーションに使う回路は、B 級アンプは図 2.5、D 級アンプは図 2.6 です。前者は図 2.1 の、後者は図 2.3 の前段に誤差増幅器(EA1, 積分制御器とも呼ばれる)を挿入し、出力からのネガティブフィードバックの働きで直線性及び波形ひずみを改善しています。

図 2.7 は、実用的なレベルの最大出力時の条件、すなわち、出力電圧を電源電圧の約 83.3 % (10/12) に振ったときの、入力、出力、正負ドレイン電流と出力段の MOSFET の損失波形です。出力電力は 50 W で B 級も D 級も同じです。MOSFET の損失の平均値は、B 級が @13.22 W、D 級は、Q1, Q2 で少し違いがありますが、約 @1.1 W です。圧倒的に D 級が優れています。

効率(η)を計算しますと、次のようになります。

$$P_i = P_o + P_a, \quad \eta = P_o / P_i = P_o / (P_o + P_a) \text{ ですから,}$$

$$\text{B 級: } \eta_B = 50 / (50 + 13.22 + 13.2) \approx 0.654$$

$$\text{D 級: } \eta_D = 50 / (50 + 1.1 + 1.1) \approx 0.958$$

B 級の効率は、出力電圧/電源電圧に比例して低下します。この様子は図 2.8 でさらにハッキリします。

図 2.8 は、出力電流が図 2.7 と同じで、出力電圧を同図の 1/2 にし、出力電力を半分の 25 W とした場合のデータです。B 級の損失は、25.72 W に増加しましたが、D 級のそれは約 780 mW に低下しています。

第3章 スイッチング(D級)パワーアンプの変調方式と主回路

3.1 スイッチングパワーアンプの変調方式にはPWMとPDMとがある

[図 3.1](#)はスイッチングパワーアンプの構成図です。さらに、各部分は[図 3.2](#)のようなトピックスに分類できます。本章では、[図 3.2](#)の網掛けの部分、変調方式、主回路、復調フィルタについて主に検討します。制御部は本書の主テーマの一つです。次章以降で詳細に検討します。

変調器には、直線性が高い、“スイッチング周波数”/“信号帯域”が小さい、変調指数に関係なく高周波スペクトル成分が少ない、シンプルな回路構成が要求されます。

スイッチングパワーアンプは、変調方式によってPDM (Pulse Density Modulation)とPWM (Pulse Width Modulation)方式に大別されます。PDMは、一種のアナログ-デジタル変換器のため、量子化ノイズが信号帯域に混入します。この量子化ノイズを低減するために、高次のノイズシェーピング機能と高いパワー スイッチング周波数を必要とします。

一方、PWMのノイズ成分は、キャリアと、信号とキャリアの相互変調成分だけです。この二つのノイズ成分は、信号に対して高い周波数帯域に存在しますので、ローパスフィルタ(LPF)で容易に除去できます。PWMは、PDMに比べて“スイッチング周波数”/“信号帯域”を小さくできます。PDMは、オーディオ用のパワーアンプに用いられている例がありますが、PWMは多くのアプリケーションで数多く用いられています。同じ信号対ノイズ比(SN比)を得るのにPWMのほうがスイッチング周波数を低くすることができるからです。

アナログ信号を直に三角波とコンパレータとで比較し、PWM波形を得る方式はナチュラルサンプリングと呼ばれ、[図 3.1](#)のサンプリングのブロックは不要です。このナチュラルサンプリングのPWMは、原理的には高調波ひずみを発生しません。デジタル信号処理を使ったシステムで用いられるユニフォームサンプリングは、信号のサンプル値をゼロ次ホールドしたまま、サンプリング周波数に同期してPWM化します。この場合には、高調波ひずみが原理的に発生します^{注12)}。

PWMパワーアンプは電圧モードと電流モード、さらに自励発振方式と変調波比較方式とがあります。変調波には三角波とのこぎり波が使われます。本書では、変調波比較方式を主に検討します。自励発振方式については、Appendix 3Aで取り上げます。

リニアパワーアンプの出力段に相当する主回路のスイッチには、MOSFETとIGBTが多く使われています。MOSFETは100Wから5kW程度まで、IGBTは1kW以上で多く使われています。本書ではスイッチングデバイスの詳細については記述しません。文献13)、14)を参照してください。

主回路の効率を左右する一つに、MOSFETやIGBTのゲートドライブの問題があります。特に、大電流を高速スイッチングする場合に重要です。多くの半導体のドライブはスイッチング、リニア動作の別なく、オンさせるよりオフさせる場合のほうが難しいものだと肝に銘じておくべきです。本書では、ゲートドライブについての実践的手法については記述しません。参考文献10)、13)、14)を参照してください。

3.2 PWM方式スイッチングパワーアンプの原理

変調波(キャリア)にランプ波(三角波、のこぎり波)を使った電圧モードPWMスイッチングパワーアンプの原理を[図 3.3 a\)](#)に、各部の波形を[図 3.3 b\)](#)に示します。

入力信号 V_{in} と変調波 V_{car} はアナログコンパレータ U1 で比較され, V_{in} が V_{car} より高い電圧の部分は Hi, 低い部分は Lo のロジックレベルの波形に変換されます。 V_{car} に三角波又はのこぎり波を使えば, この波形のパルス幅は V_{in} の振幅に比例する PWM 信号になります。このブロックは PWM 変調部と呼ばれます。

PWM 信号は, U2 及び U3 のスイッチドライバで増幅され, S1, S2 のパワースイッチを駆動します。この S1, S2 によって DC 電源 V_{sp} , V_{sn} からの電力は, V_{in} に比例した出力電力にエネルギー変換されます。S1, S2 がオン抵抗ゼロ, オフ抵抗 ∞ でスイッチング時間がゼロの理想スイッチング素子であれば, この変換は無損失になります。

D1, D2 は S1, S2 の同時オンを防止するために挿入されるデッドタイムによって発生する, S1, S2 の同時オフから, L1 電流の連続性を保つために必要です。このブロックは, インバータの主回路, 又は D 級パワーアップの出力段と呼ばれます。S1, D1 と S2, D2 の二組からなる主回路はハーフブリッジとも呼ばれます。

この PWM 波形が [図 3.3 b](#))の V_{sw} です。 V_{sw} には信号成分と多くの高周波成分が含まれています。L1, C1 からなる復調用ローパスフィルタ (LPF) で高周波成分を除去し, 信号成分だけが出力されます。LPF もインダクタ L1 とキャパシタ C1 が理想素子であれば無損失です。したがって, 理想素子で構成された PWM スイッチングパワーアンプは, 効率 100 %のエネルギー変換システムと言われます。実システムでは各素子をもつ望ましからざる特性によって損失が発生します。損失の最大要因はパワースイッチング素子 S1, S2 のオン時の電圧ドロップで発生するサーマルロスと, 有限なスイッチング速度によって発生するスイッチングロスです。詳しくは[参考文献 13\), 14\)](#)などを参照してください。

この原理図に示す回路の構成要素が全て理想素子であれば, 電力変換されて復調された出力波形には高調波ひずみ成分は含まれません。しかし, 現実のシステムでは, 複数の非直線性とヒステリシス要因によって高調波ひずみが発生します。その要因は, 変調波である三角波又はのこぎり波の非直線性, パワースイッチ S1, S2 の有限な遷移時間, 電源電圧のダイナミックなレギュレーション, D1, D2 の順方向電圧と逆方向回復時間, デッドタイムによるヒステリシスなどです。そのうち高調波ひずみの最大要因はデッドタイムによるヒステリシスです。

[図 3.3](#)の直流におけるゲインは, S1, S2 及び L1 が理想素子の場合,

$$G_{DC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_s}{V_{car}} \dots\dots\dots (3.1)$$

- ここに, V_{in} : 入力電圧
- V_{out} : 出力電圧
- $V_s = V_{sp} + V_{sn}$: 電源電圧
- V_{car} : 変調波, 三角波又はのこぎり波 (V_{pp})

となります。

この式で重要なことは, ゲインが電源電圧に比例することです。電源電圧の変化によって直にゲインが変動することです。このタイプの PWM アンプは, PSRR (Power Supply Rejection Ratio) が 0 dB なのです。

3.3 方形波変調方式 PWM スイッチングパワーアンプ

変調キャリアに方形波を用いた PWM スイッチングパワーアンプの例を図 3.4 に示します。内部に積分器(U1)をもっており、主回路出力のスイッチング波形を、その入力にフィードバックしています。このフィードバックループの働きで、電源電圧変動、主回路の非直線性によって発生するゲイン(V_{out}/V_{in})の変動や高調波ひずみを抑制します。積分器 1 個のノイズシェーピング回路が挿入されていることになります。この効果は、自励発振式 PWM パワーアンプ(Appendix 3A 参照)に酷似しています。自励発振式 PWM パワーアンプは、出力電圧のレベルによってスイッチング周波数が変動しますが、この方形波変調方式では一定です。

アナログコンパレータ(U2)は、しきい(閾)値がゼロボルトでヒステリシスもゼロが望まれます。

積分器(U1)には、変調キャリアの方形波を誤差なく積分演算できる、広帯域で高速の OP アンプが必要です。

積分器には、信号電流(I_{in})、変調電流(I_{md})及びフィードバック電流(I_{fb})が合成されて入力されます。その関係は次式を満足する必要があります。

$$(|I_{in}| + |I_{fb}|) < |I_{md}| \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

直流におけるゲインは、U1 のゲインが非常に大きく、L1 の抵抗分がゼロの場合、次のようになります。

$$G_{DC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_1} \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

DC ゲインは、フィードバックの原理によって電源電圧の変動や S1, S2 のオン抵抗などの影響を受けません。

この方式は、1977 年に発売され世界初の D 級 HiFi オーディオアンプと言われている SONY TA-N88 に採用されています^{注 15)}。

3.4 電流モード PWM パワーアンプ

図 3.5 に電流モードの PWM アンプの原理図を示します。

原理は、図 3.4 の方形波変調方式と類似しており、双対の関係にあります。方形波変調方式が PWM の電圧波形をフィードバックするのに対して、こちらは、電流波形をフィードバックします。図 3.4 における積分器の働きは、インダクタの積分作用が代行します。すなわち、

$$I_{L1} = \frac{1}{L_1} \int (V_{sw} - V_{out}) dt \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

の関係を使います。したがって、変調波も方形波を積分した三角波になります。

インダクタ L1 の電流は、変流器 CT1 でセンシングしシャント抵抗 R5 で電圧に変換します。

電圧に変換した L1 の電流を入力 V_{in} と変調キャリアの三角波 V_{car} とを合成し、アナログコンパレータ U1 で PWM 波形に変換します。

この方式は、降圧形 DC/DC コンバータにおける電流モードに相当します。図 3.3 は電圧モードコンバータに相当します^{注**)}。

この方式の特長の一つは、復調用 LPF の Q が強くダンピングされることです。Q ダンプは、LPF がその共振インピーダンス[$(j\omega L_1 = 1/(j\omega C_2))$]より等価的に大きな出力抵抗で駆動されることで発生します。等価的に、 L_1 に大きな直列抵抗が付加されたことになります。シミュレーションによると、図 3.5 a) の

PWM アンプの DC における出力インピーダンスは約 11.5 Ω です。

これによって, LPF のカットオフ付近の位相変化が緩やかになり, LPF の外側からの電圧フィードバックが容易になります。この電圧フィードバックに関しては, 第4章(フィードバック制御)で詳しく検討します。

特長の二つ目は, 出力短絡などの過電流から S1, S2 を保護する機能の付加が容易なことです。入力信号 V_{in} を制限すれば出力電流が制限されるからです。

この PWM アンプの CT1 から U1 への電流フィードバックゲインは, 出力電圧や負荷抵抗によって変化します。式(3.4)に見るように, フィードバックされる電流信号 I_L はスイッチング電圧 V_{sw} (電源電圧 $V_{sp} + V_{sn}$ に比例) と出力電圧 V_{out} に影響されるからです。

図 3.5 a) の DC におけるゲインは, 次のようになります。

$$G_{DC} = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{V_S}{(R_0 + R_4)V_{car} + V_S \cdot k} \quad (s) \dots\dots\dots (3.5)$$

ここに, $R_1 = R_2 = R_3$

$k = V_{IL}/I_{out}$: (CT1 の変換係数) × R_5 ただし, $R_5 \gg R_2$

$V_S = V_{sp} + V_{sn}$

V_{car} の単位は V_{pp}

R_0 : (S1, S2 の R_{on}) + (L_1 の DCR 分)

ゲインは出力を短絡した場合 ($R_4 = 0$) に最大になることが分かります。

V_{car} を小さくすると負荷抵抗 R_4 によるゲインの変化を小さくすることができます。一巡伝達関数が, V_{car} に反比例するため, その値が大きくなるからです。

しかし, コンパレータ U1 の + 入力におけるキャリア波形は, V_{car} が支配的でなければなりません。すなわち, V_{car} はフィードバックされる電流波形のリプル(キャリア成分)の値より小さくすることはできません。

シミュレーションによれば, この方式の高調波ひずみ率は, 図 3.4 の方形波方式と同じ程度で, 第3高調波で -60 dB 以下です。

図 3.5 では直流まで伸びた変流器(DC カレントトランス)でインダクタの電流をセンシングしていますが, これを OP アンプで構成した積分器で置き換えることができます。

図 3.6 にその回路を示します。積分器 U4 は出力電圧 V_{out} と PWM 波形 V_{sw} 間に発生するインダクタ $L1$ 両端の電圧を積分します。積分器出力 I_{Le} はインダクタ $L1$ に流れる電流と相似な値になります。U4 は不完全積分器の形となっています。実機でもインダクタには巻線抵抗が直列に寄生しますので, 積分作用としては不完全なものとなるためです。図 3.6 では, $R9$ の 10 mΩ がそれにあたります。 $L1 \cdot R9$ の時定数と $C1 \cdot R8$, $C3 \cdot R7$ の時定数を 220 μH/10 mΩ と 22 nF × 1 MΩ として一致させます。

OP アンプ U4 は高速広帯域で, かつ DC 特性も重要です。立ち上がりの速い PWM 波形を積分するのに高速広帯域性が必要であり, オフセット電圧などの DC 特性が悪いと PWM アンプの入出間にオフセット電流が発生するからです。

ここで取り上げた電流モード PWM アンプは, 外部からの変調キャリアと信号をコンパレータで比較する他励式ですが, ヒステリシスコンパレータを使って自励発振式とすることもできます。この方式の詳細は, Appendix 3A で紹介します。

第4章 フィードバック制御

この章では、スイッチングパワーアンプの制御部設計に最低限必要な制御理論の知識を復習します。制御装置の設計法にはいろいろな理論や手法がありますが、本書では現代制御理論の基本的手法の一つである状態フィードバックと、古典制御理論からある比例・積分・微分(PID)制御を、ボード線図を使って設計する方法を紹介します。

一般的な制御理論については、他の専門書[例えば、参考文献 20)~22)]を参照してください。

4.1 スwitchングパワーアンプにおける制御装置の役割

制御装置の役割は、安定化と入力追従特性の改善です。

まず、前者から検討します。

PWM, PDM 変調器, 主回路のフルブリッジ, 復調フィルタから成るエネルギー変換部は、パワーアンプとしての性能を満足しない事項を多く抱えています。

例えば、次のような事項があります。

- I) ブリッジのデッドタイムによって不感帯が発生する。
- II) PWM キャリアの三角波の非直線性によって、波形ひずみが発生する。
- III) 入力がゼロなのに、出力に DC オフセット電圧が発生する。
- IV) 電源電圧が変化するとゲインが変わる。
- V) 負荷の大小によってゲインが変わる。
- VI) 復調フィルタの周波数特性が負荷の大小によって大幅に変化する。
- VII) I)~III)が時間や周囲温度によってドリフトする。

波形ひずみや DC オフセットは内部雑音と捉えることもできます。したがって、I)~III)は、エネルギー変換部の内部要因によるパラメータの変動で内乱です。IV)~VI)は、システムの外部要因によるパラメータの変動で外乱と言えます。制御装置はこの内乱と外乱とからシステムを安定化しなければなりません。

入力追従性特性とは、入力信号に対する出力の忠実度です。増幅精度(確度)と応答性に分けられ、前者は、定常偏差(DC 誤差), ゲイン直線性, 高調波ひずみ率(THD), 後者は、周波数特性, 応答速度, セトリングタイムなどによって評価されます。制御装置は、この入力追従特性を改善できる能力をもつものでなければなりません。

制御装置は、フィードフォワード制御とフィードバック制御の二つに分類されます。

もし、制御対象(ここではエネルギー変換部)が、完全にモデル化(数式化)でき、外乱がなく、又は外乱の影響を受けず、時間・温度の影響も受けないサブシステムであれば、フィードフォワード制御によって理想的なシステムができるでしょう。あらかじめ、入力信号に制御対象の逆関数を乗算し、制御対象の入力とすることで、制御対象の欠陥を完全に補償するシステムが設計できるからです。

しかし、先に述べたように、エネルギー変換部は、この条件を全く満足しないサブシステムです。

制御対象がエネルギー変換部のような場合には、フィードバック制御が極めて有用です。なぜなら、制御対象の出力を常に測定し、その測定値をフィードバックして入力と比較し、その誤差を最少になるように動作する制御システムだからです。制御対象のモデル化に多少の誤差や外乱があっても、安定に

動作する制御システムを設計できるからです。

エネルギー変換部は、このフィードバック制御装置と組み合わせられて実用的なスイッチングパワーアンプとなります。

スイッチングアンプにとって、フィードフォワード制御が全く無用なものである分けではありません。フィードバック制御と組み合わせて組み込むことによって、さらに高度な制御システムを構築することができる場合もあります。この例を2自由度制御系で示します。

図4.1はフィードバック制御の概念をブロック線図(Appendix 4A 参照)形式で表現した図です。

$P(s)$ は制御対象の、 $K(s)$ は制御装置の、 $\beta(s)$ はフィードバック回路の伝達関数(Appendix 4A 参照)です。 $R(s)$ はラプラス変換^{注3)}された入力信号、 $Y(s)$ はラプラス変換された出力、 $D(s)$ はラプラス変換された内乱・外乱、 $E(s)$ は誤差(制御偏差)、 \ominus は加算点で+/-は極性を示し、 $R(s)$ に対して $\beta(s)$ の出力は逆極性で加算、すなわち、 $E(s)=R(s)-\beta(s)\cdot Y(s)$ であることを表しています。

入力信号 $X(s)$ はフィードバック信号と比較され、その差が誤差 $E(s)$ となります。 $E(s)$ は制御装置で増幅されて制御対象であるエネルギー変換部の入力信号になります。制御対象の出力は内乱・外乱と加算され、最終出力になります。インバータのエネルギー変換部の場合の内乱・外乱の全てが、出力端だけに印加される分けではありませんが、ここでは、単純化するために内乱・外乱とも出力だけに加える形でモデル化してあります。

図4.1において、入力から出力までのゲイン A_c は、 $A_o(s) = K(s) \cdot P(s)$ 、 $D(s) = 0$ として、

$$Y(s) = A_o(s)[R(s) - \beta(s) \cdot Y(s)] \dots\dots\dots(4.1)$$

$$A_c(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{A_o(s)}{1 + A_o(s) \cdot \beta(s)} \dots\dots\dots(4.2)$$

$$A_o(s) \cdot \beta(s) \gg 1 \dots\dots\dots(4.3)$$

式(4.3)が満足されるなら、次のようになります。

$$A_c(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} \cong \frac{1}{\beta(s)} \dots\dots\dots(4.4)$$

ここで、

- ・ s はラプラス変換演算子
- ・ $A_c(s)$ をクローズドループゲイン(閉ループゲイン)
- ・ $A_o(s) \cdot \beta(s)$ を一巡伝達関数(loop transfer function)

式(4.4)は、 $A_o = K(s) \cdot P(s)$ に無関係にフィードバック回路の伝達関数 $\beta(s)$ だけによって入力と出力間のゲイン、すなわち、閉ループゲインが決まることを意味します。

式(4.3)の $A_o(s) \cdot \beta(s)$ が 1 より十分に大きいという条件が問題です。

入出力ゲインが $1/\beta(s)$ から乖離する値(誤差)は、式(4.2)から、 $1/(1 + A_o(s) \cdot \beta(s))$ の分母の“1”にあることが分かります。一巡伝達関数の値は、誤差を1%以内にするためには、おおむね、100倍(40 dB)、1 ppm 以内にするためには100万倍(120 dB)以上が必要になります。ここで、おおむねとしたのには分けがあります。 $A_o(s)$ と $\beta(s)$ とは複素数なので、その実数部と虚数部の大きさで決まる位相によっても誤差の大きさが微妙に異なるためです。この位相よる影響の大きさは、一巡伝達関数が小さくなるほど顕著になります。一巡伝達関数 $A_o(s) \cdot \beta(s)$ の絶対値が1(0 dB)になり、位相が180°遅れて360°(=0°)

になると、閉ループゲイン $A_c(s)$ は無限大、すなわち発振現象を引き起こします。

次に、入力信号がゼロのときの内乱・外乱 $D(s)$ からの出力 $Y(s)$ までの応答を見てみましょう。

$$R(s) = 0 \text{ として}$$

$$Y(s) = Y(s)[-β(s) \cdot A_o(s)] + D(s) \dots\dots\dots(4.5)$$

$$Y(s) - Y(s)[-β(s) \cdot A_o(s)] = D(s) \dots\dots\dots(4.6)$$

$$Y(s)[1 + β(s) \cdot A_o(s)] = D(s) \dots\dots\dots(4.7)$$

$$Y(s) = \frac{D(s)}{1 + β(s) \cdot A_o(s)} \dots\dots\dots(4.8)$$

式(4.8)から $D(s)$ は一巡伝達関数 $A_o(s) \cdot β(s) + 1$ に抑圧されることが分かります。この抑圧力がフィードバック制御の大きな特長の一つです。内乱・外乱に対する抑圧力は一巡伝達関数の大きさによって決まることが重要なことです。

ここで、式(4.2)と式(4.8)の周波数応答 (Appendix 4B 参照) をシミュレーションで見てみましょう。

図 4.1 における条件は次のとおりです。

$$K(s) = \frac{10 \times 10^3}{s + 1} \dots\dots\dots(4.9)$$

$$P(s) = \frac{1}{s50 \times 10^{-6} + 1} \dots\dots\dots(4.10)$$

$$β(s) = 1$$

ここで、 $s = j\omega$

式(4.9)は、ゲインが 10,000 倍 (80 dB) のアンプと、時定数 1 s の一次遅れ要素とから成る制御装置の伝達関数です。式(4.10)は同じくゲインが 1 (0 dB)、時定数が 50 μs の一次遅れ要素と等価な制御対象の伝達関数です。

図 4.2 がシミュレーションの結果です。入出力ゲイン $A(s)$ の周波数応答は、制御装置のゲイン $K(s)$ と制御対象のゲイン $P(s)$ との合計が 0 dB 付近までフラットです。内乱・外乱 $D(s)$ に対する抑圧特性 $Y(s)/D(s)$ は $β(s)$ が 0 dB なので $C(s)$ と $A(s)$ の合計分の 1 になっています。

$K(s)$ と $P(s)$ は時定数が 1 s と 50 μs の一次遅れ要素なので、 $1/(\text{時定数} \times 2\pi)$ をカットオフ周波数とする -20 dB/dec のローパスフィルタの特性になります。カットオフ周波数ではゲインは -3 dB に減衰し、位相は 45°遅れます。

図 4.2 はボード線図 (Appendix 4B 参照) と呼ばれます。動的システム^{脚注 1)}の周波数応答を表現する代表的なグラフです。本書では、このボード線図を使って制御装置を解析・設計します。

脚注 1) : 現在の状態が初期値などの過去の状態の影響を受けるシステムは動的システム (Dynamic System) と呼ばれ、微分方程式で表現される。電気回路では L と C のいずれか、又は両方が含まれると動的システムとなる。したがって、LC を含むスイッチングパワーアンプは典型的な動的システムである。

4.2 一巡伝達関数

先に述べたように、フィードバック制御の入力追従性、外乱に対する抑制力も一巡伝達関数が握っています。そして、フィードバック制御システムの安定性も一巡伝達関数が握っています。

不安定なフィードバック制御システムとは、次のようなことです。

- I) 入力信号がゼロなのにもかかわらず、非常に大きな出力が出てしまう。すなわち、システムが発振・振動している。
- II) …ステップ状の信号を入力したとき、出力波形に長い時間リングングが発生する。

このような状態は、負荷、電源、周囲温度などの外部要因の組合せによって発生することもあります。したがって、システムに対する要求仕様範囲内の全ての条件で安定であることを確認する必要があります。また、システム内部の構成要素の経年変化によって制御パラメータが変化し、不安定になる場合もあります。安定性には余裕が必要です。

スイッチングアンプにおける制御装置設計の極意は、「十分な安定性を保証しながら、いかにして高い周波数まで大きな一巡伝達関数を確保するか」にあるとも言えるでしょう。

ここで、[図 4.1](#)の安定性を検証してみましょう。各伝達関数の値は、式(4.9)、式(4.10)から次のように変更します。

$$K(s) = \frac{10 \times 10^3}{(s+1)(s10 \times 10^{-6} + 1)} \dots\dots\dots (4.11)$$

$$P(s) = \frac{1}{sT + 1} \dots\dots\dots (4.12)$$

$$\beta(s) = 1, \quad D(s) = 0 \dots\dots\dots (4.13)$$

一巡伝達関数 $A_0(s) \cdot \beta(s) = K(s) \cdot P(s) \cdot \beta(s)$ は三次形になりました。 $P(s)$ の時定数 T を、次の三つの値にしたときの特性を見てみます。

- 1) : $T = 2 \times 10^{-3}$ (2 ms) 2) : $T = 500 \times 10^{-6}$ (500 μ s) 3) : $T = 20 \times 10^{-6}$ (20 μ s)

[図 4.3](#)はステップ入力に対する応答です。[図 4.3](#)の 1)の T の値が 2 ms ではリングングが長く続いています。2)の 500 μ s でも 1)よりは短時間で収束していますが、まだリングングが発生しています。3)の 20 μ s は理想的なステップ応答と言えます。この結果から、

- 1)は不安定なシステム、2)は準不安定なシステム、3)は安定なシステムと言えます^{脚注2)}。

^{脚注 2)} : 制御理論では、I), II)も安定なシステムと呼ぶ。リングングが減衰せず、持続又は発散する場合だけ不安定なシステムと呼ぶ。本書では、リングングの収束が遅い場合を不安定なシステムと呼ぶ。

第5章 スイッチングパワーアンプ設計の実際

5.1 概要

図 5.1 に本章で検討する主なトピックスを示します。電力変換部に PWM フルブリッジを用い、制御部に状態フィードバックと PI 制御装置を用いたスイッチングパワーアンプの設計法を演習します。第 4 章で検討した、フィードバック制御を PWM パワーアンプに実装する制御部設計を中心に解説します。

図 5.2 に演習するスイッチングパワーアンプのブロック図を示します。スイッチングパワーアンプの主要部は、電力変換部、制御部及び DC 電源部に分けられます。本書では、DC 電源については触れません。

スイッチングパワーアンプの設計は、以下の手順で進めるのが一般的です。

- 1) 仕様の確認
- 2) 方式の決定
- 3) 電力変換部の設計
- 4) 制御部の設計
- 5) 総合評価
- 6) 5) の評価結果に不具合があれば、2) に戻り再設計

この章もこの順序で進めていきます。

OP アンプを使った回路例を紹介しますが、その場合の一巡伝達関数 ($A_o\beta$) のゲインは、スイッチング周波数(ここでは 100 kHz) で 34 dB 以上を想定しています。すなわち、仕上がりゲインが 20 dB のアンプの場合、裸のゲイン (A_o) が 100 kHz において 54 dB 以上 (GBP が 50 MHz 以上) の OP アンプを想定しています。

5.2 演習用スイッチングパワーアンプの仕様

演習用スイッチングパワーアンプ(以下本器と呼ぶ)の主要特性の目標仕様を表 5.1 のようにします。

表 5.1 演習用スイッチングパワーアンプの目標仕様

No.	項目	記号	仕様	単位
1)	出力特性	—	定電圧 (CV)	—
2)	最大出力電圧	V_o	± 100	V
3)	最大出力電流	I_o	± 10	A
4)	負荷抵抗	R_L	10 $\sim\infty$	Ω
5)	容量性負荷	C_L	0 ~ 2	μF
6)	周波数範囲	F_r	DC ~ 5000	Hz
7)	入力電圧	V_i	0 $\sim\pm 1$	V
8)	ゲイン: V_o/V_i	A_c	100 (40 dB)	—
9)	過電流保護レベル	I_p	$1.2 \leq I_o \leq 1.3$ で定電流 (CC) に移行	—

- 1) **出力特性**：パワーアンプなどの出力特性には、負荷が変化しても出力電圧を一定に保つ定電圧 (CV) 特性、出力電流を一定に保つ定電流 (CC) 特性と特定の出力インピーダンスをもつものがあります。

CV 特性は、出力インピーダンスがゼロで、負荷電流が変化しても出力電圧が変化しないのが理想状態です。そして、その状態を広い周波数範囲にわたって維持するのが理想です。CC 特性は、CV の電圧と電流を入れ替えた特性で、出力インピーダンスが ∞ が理想です。ここでは、CV 特性を目標仕様とします。

- 2) **最大出力電圧**：6)の周波数範囲で3)の出力電流を出力できる電圧の最大値です。
- 3) **最大出力電流**：6)の周波数範囲で出力できる電流の最大値です。
- 4) **負荷抵抗**：1), 2), 3)をテストするため出力に接続し、無ひずみの波形を出力できる抵抗の範囲です。
- 5) **負荷容量**：接続可能な容量性負荷の範囲です。フィードバック制御された出力が定電圧特性をもつアンプは、容量性負荷に弱く、出力にキャパシタが接続されると、周波数特性にピークが発生し、最悪では発振してしまうことがあるからです。負荷容量の範囲を規定することは重要です。
- 6) **周波数範囲**：正弦波信号を最大出力電圧で出力できる周波数範囲です。
- 7) **入力電圧**：入力信号の電圧範囲です。
- 8) **ゲイン**：DC における (出力電圧)/(入力電圧)
- 9) **過電流保護レベル**：過電流保護機能が働き始める出力電流値です。

過電流保護は、不特定負荷を対象とする工業用パワーアンプでは重要な機能です。スピーカを駆動するオーディオ用のパワーアンプのように負荷が特定されており、負荷短絡は事故と考えられるアプリケーションでは、短絡時には、何らかの方法で出力を遮断しアンプを保護すれば良いのですが、不特定負荷用パワーアンプではそうはいきません。

それは、電源オン時に大きな突入電流が流れる負荷が多く、出力短絡などの過電流は事故でなく、定常状態と考えなければならないからです。

例えば、過電流時にスイッチングを停止し、出力遮断するスイッチングパワーアンプでモータを駆動する場合を考えてみましょう。

多くのモータの起動時電流は、定常回転時の電流の 10 倍以上になります。定常回転時のモータ電流は、スイッチングパワーアンプの定格内だが、モータの起動電流は定格外で過電流になるとしますと、

- (1) モータに電圧が印加される→(2) 大きな起動電流が流れる→(3) 過電流保護が働き出力遮断→(4) 出力電流がゼロなので保護機能解除→(1)→(2)→(3)……。

と永久にモータが定常回転に達しない状態が続いてしまいます。

このような保護システムのパワーアンプでは、起動電流でも過負荷保護が働かない大形のアンプを用意する必要が生じます。定常回転時電流の 10 倍ものパワーアンプを用意するのは非現実的です。

これを避けるためには、過電流でも出力遮断せず、出力電流を流し続ける保護システムが必要です。過電流保護時には、出力電圧は低下しますが、出力電流は流し続ける定電流 (CC) 特性に移行させるわけです。このような、過電流保護時に CC 特性に移行するパワーアンプでモータを駆動すれば、定常回転時の電流がパワーアンプの定格内であれば、起動時間が長くかかりますが、必ずモータは定常回転に達します。また、過電流保護時にスイッチングを止めない方式には、スイッチングパワーアンプ自身にも

大きなメリットがあります。それは、スイッチング素子にストレスを加えないことです。

電力変換部の MOSFET などのスイッチを、大きな負荷電流が流れている状態でスイッチングを停止・再開すると、過電流、過電圧が発生するケースが多く、MOSFET などの素子にストレスが加わる確率が高くなります。

スイッチングを停止せずに、CC に移行する方式では、このストレスからスイッチング素子を守ることができます。

出力電流が保護レベルに達すると、定電圧特性から瞬時に定電流特性に移行し、出力電流が保護レベル内になるとスムーズに定電圧特性に復帰するシステムの設計例を紹介します。

5.3 方式検討

第3章で検討したように、電力変換部には多くの回路方式がありますが、第5章では、最も一般的な、三角波 PWM 変調、電圧モード、3 値フルブリッジを採用します。制御部は、過電流保護機能を重視した、状態フィードバックと比例積分 (PI) 制御を組み合わせた制御装置を採用します。

5.4 電力変換部の設計

5.4.1 概要

図 5.3 に示すように、電力変換部は、PWM コンパレータ、三角波発生器、デッドタイム生成回路、MOSFET ドライバ、フルブリッジのスイッチ、ローパスフィルタ (LPF)、電流検出器の各モジュールから構成されます。フルブリッジの部分は、主回路と呼ばれることもあります。

採用する方式決定後の各部の設計順序は、次のようになります。

- 1) DC 電源関連
- 2) スイッチング周波数にかかわる部分
- 3) 主回路フルブリッジの素子の選択
- 4) スイッチドライブ回路
- 5) 変調回路、三角波発生器、デッドタイム生成回路
- 6) 復調用 LPF と電流検出

6) は 3), 4) の後でも良いでしょう。

本器で採用する、三角波 PWM 変調、3 値フルブリッジ方式電力変換部の最大の特長は、フルブリッジ出力波形中に含まれる、変調波成分、相互変調成分及びその高調波成分 (以下変調ノイズと呼ぶ) が非常に少ないことです。しかし、変調ノイズが根源的に少ないわけではなく、ハーフブリッジ単位 (図 5.3 の Q1 と Q2, Q3 と Q4) で見ればたくさん含まれている変調ノイズが、フルブリッジの平衡作用によって、差動モードであるフルブリッジ出力に現れる変調ノイズが低減されているのです。このことを設計者は忘れてはいけません。このことは、ハーフブリッジ出力を観測すると良く分かります。図 5.4 にフルブリッジ出力とハーフブリッジ出力の変調波スペクトルを比較して示します。

フルブリッジの両アーム間の時間的対称性、電圧・電流的対称性が崩れると、ハーフブリッジ成分は敏感に差動モードに変換され、各種ノイズとなって出力に表れます。この対称性は電力変換部のすべての回路が関係します (3.10 参照)。

5.4.2 電源電圧を決める

目標仕様の最大出力電圧から電源電圧を決めます。フルブリッジ方式の最大出力電圧のピーク値 (V_{Op}) と電源電圧 (V_B) の関係は、スイッチが理想素子の場合、次のようになります。

$$|V_{Op}| = V_B \quad \dots\dots\dots (5.1)$$

20%ほど余裕を見て、最大出力電圧の仕様 $\pm 100\text{ V}$ から、 V_B の最低電圧は、

$$V_{B \text{ min}} = 100 \times 1.2 = 120\text{ V} \quad \dots\dots\dots (5.2)$$

と決めます。この値は最低電圧なので、DC 電源のレギュレーションが悪く、負荷電流によって電圧変動がある場合は、変動分だけ高い電圧に設定しておかなくてはなりません。

本器の場合、レギュレーションを 5 V ほど見込み、定格電源電圧 V_{BR} は、

$$V_{BR} = 125\text{ V} \quad \dots\dots\dots (5.3)$$

とします。

スイッチングパワーアンプは効率がよく、パワーアンプが無負荷の場合は、ほとんど電力を消費しません。そのため、アンプの負荷オン/オフによる DC 電源の電流変動は大きな値になります。また、インダクタやキャパシタ負荷の場合、回生電流が発生し、パワーアンプ側から DC 電源に向かって電流が逆流する期間が発生します。この回生電流は DC 電源の平滑コンデンサを充電し、電源電圧を上昇させます。これらの理由から、DC 電源は良好なレギュレーションが必要です。スイッチングパワーアンプの DC 電源は、商用ラインやバッテリーに回生可能な双方向電源の採用が理想的です。

5.4.3 LPF のカットオフ周波数とスイッチング周波数を決める

LPF は LC の二次形とします。この LPF の場合、出力信号の最高周波数は、カットオフ周波数の $1/2$ 程度が限界です。それ以上の周波数になりますと、LPF のキャパシタに流れる電流が増加しその値が無視できなくなるためです。

目標仕様の上限周波数 ($f_o \text{ max}$) は 5 kHz ですから、LPF のカットオフ周波数 ($f_c \text{ LPF}$) は、次のようになります。

$$f_c \text{ LPF} = f_o \text{ max} \times 2 = 5 \times 2 = 10\text{ kHz} \quad \dots\dots\dots (5.4)$$

スイッチング周波数を決定する要因は、MOSFET などのスイッチング素子の許容損失と出力信号に許容される変調ノイズの含有量が主なものです。

スイッチング素子の損失は、“オン電圧” × “電流” で決まる定常損失と、スイッチングのオフ → オン、オン → オフへの遷移時に発生するスイッチング損失から成ります。後者のスイッチング損失はスイッチング周波数に比例して増加します。そのため、損失の点からは、スイッチング周波数は低いほど良いこととなります。

ここでは、出力信号に含まれる PWM 変調ノイズレベルとスイッチング周波数との関係について検討します。

パワーアンプ出力における信号対変調ノイズ比は、フルブリッジから発生する変調波、相互変調成分のレベル及び LPF の減衰特性で決まります。

採用した変調と主回路方式は、両側(三角波)変調、3 値フルブリッジです。その変調スペクトルを図 3.12 と [図 3.13](#) (2E_3L_2S_1C) から整理して再掲すると、[図 5.5](#) になります。

第 1 章の図

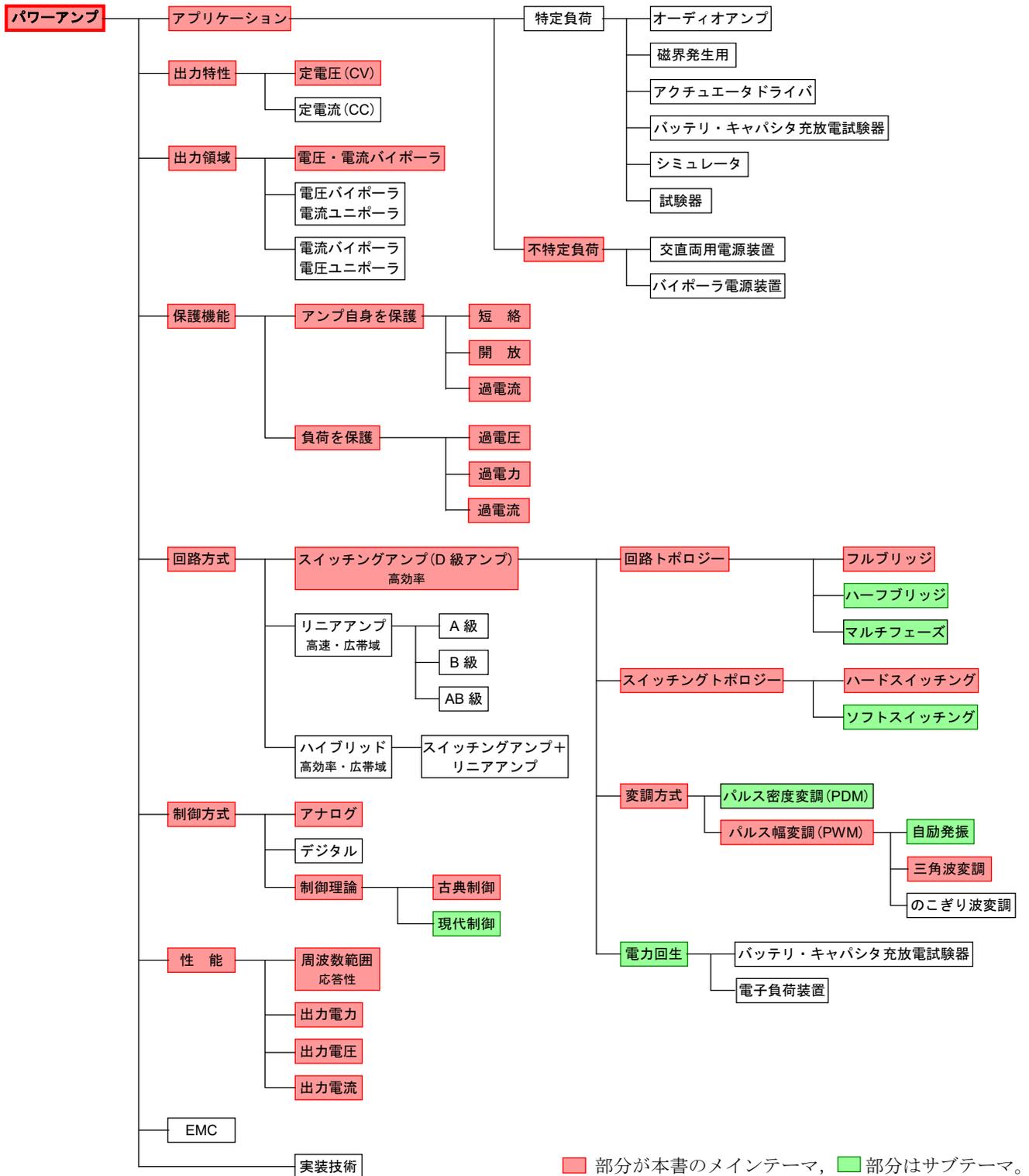
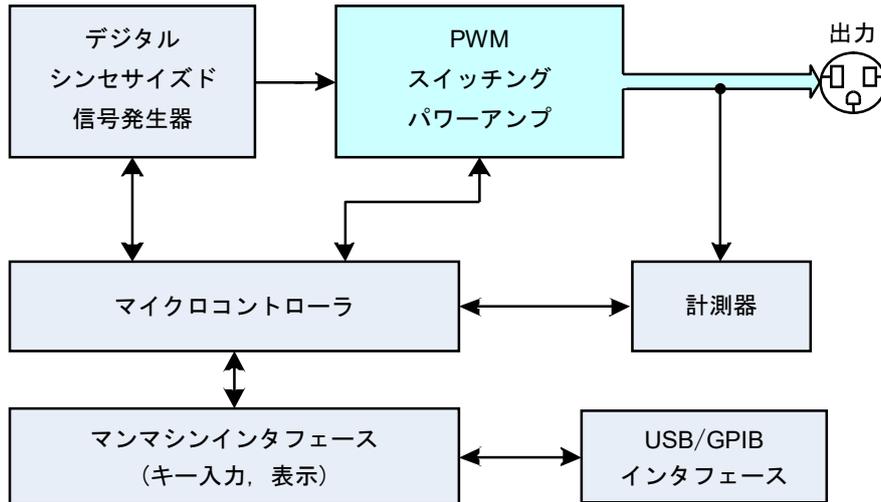


図 1.1 パワーアンプの関連技術とアプリケーション

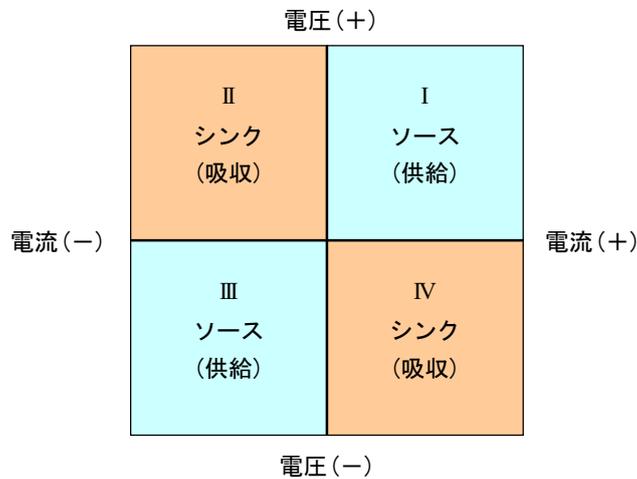
第 1 章の図



パワーアンプは、信号発生器からの AC/DC 信号を増幅し出力する。
出力電圧、周波数等は、マンマシンインタフェース経由の手動制御と、USB 等経由でのリモート制御ができる。負荷の電流値、電流スペクトルなどの計測データは、パネル表示と共に外部コントローラへの出力も可能である。

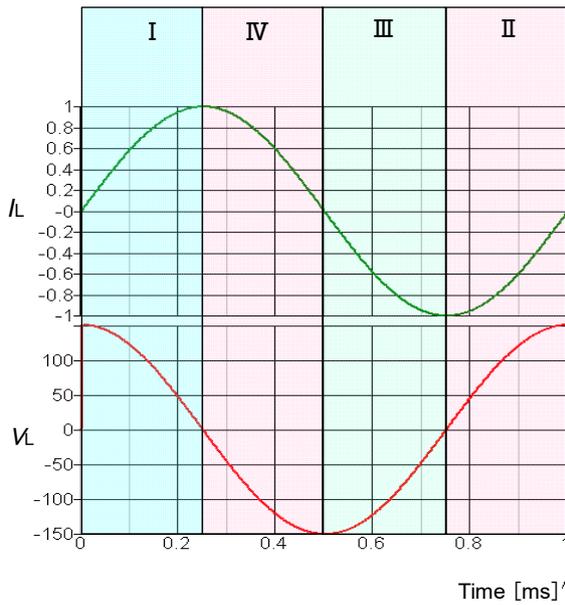
PWM スwitchングアンプの主回路(出力段)には MOSFET や IGBT が使われている。制御部にはアナログ制御の場合は OP アンプが、デジタル制御の場合は DSP (Digital Signal Processor)が使われ

図 1.2 交直両用電源装置のブロックダイアグラム

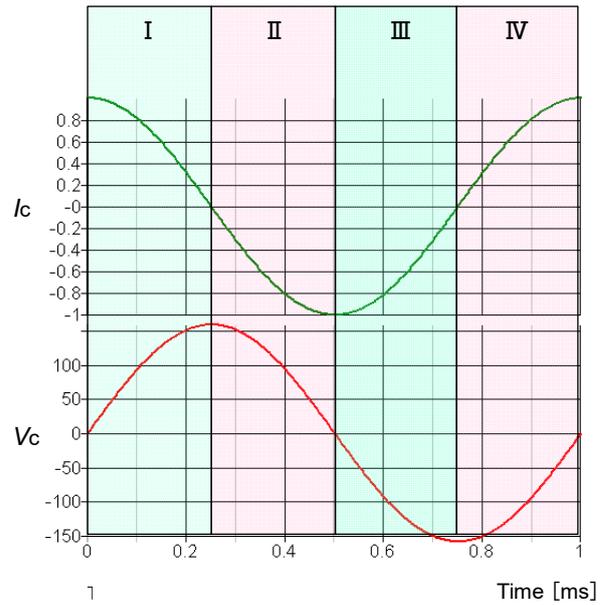


第 I, 第 III 象限は、電圧電流が同極性で、電力はアンプ側から負荷に向かって供給される。
第 II, 第 IV 象限では、電圧電流の極性が反転している。電力は負荷側からアンプに逆流する。
純抵抗負荷のときだけ、第 I, 第 III 象限で動作する。LC 負荷は全領域で動作する。

図 1.3 バイポーラ出力の電圧電流領域



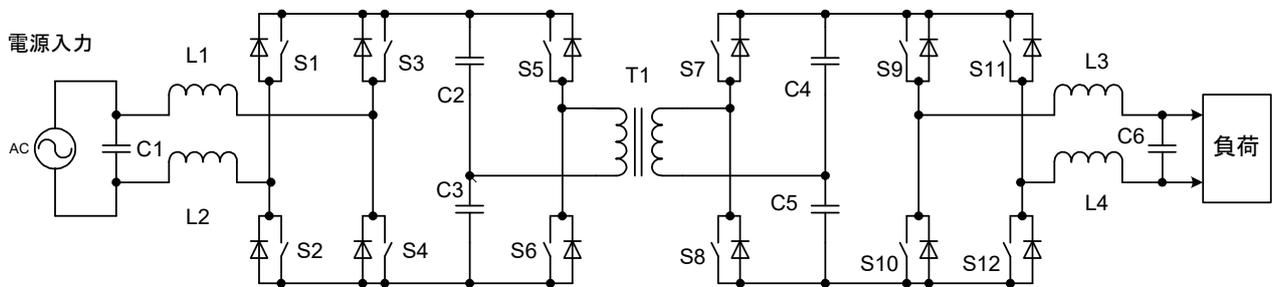
a) インダクタ負荷



b) キャパシタ負荷

第 I 又は第 III 象限のソース領域でパワーアンプから供給されたエネルギーを、第 II 又は第 IV 象限のシンク領域でパワーアンプが消費する。

図 1.4 インダクタ(誘導性)負荷とキャパシタ(容量性)負荷の電圧と電流



- S1~S4 : 回生可能な AC/DC 変換器
- S5~S8 : 双方向に電流を流せる DC/DC 変換器
- S9~S12 : DC/AC 変換器
- T1 : 高周波絶縁トランス
- L1~L4 : PWM 復調用 LPF のインダクタ
- C1, C6 : PWM 復調用 LPF のキャパシタ

図 1.5 回生機能付きスイッチングパワーアンプ

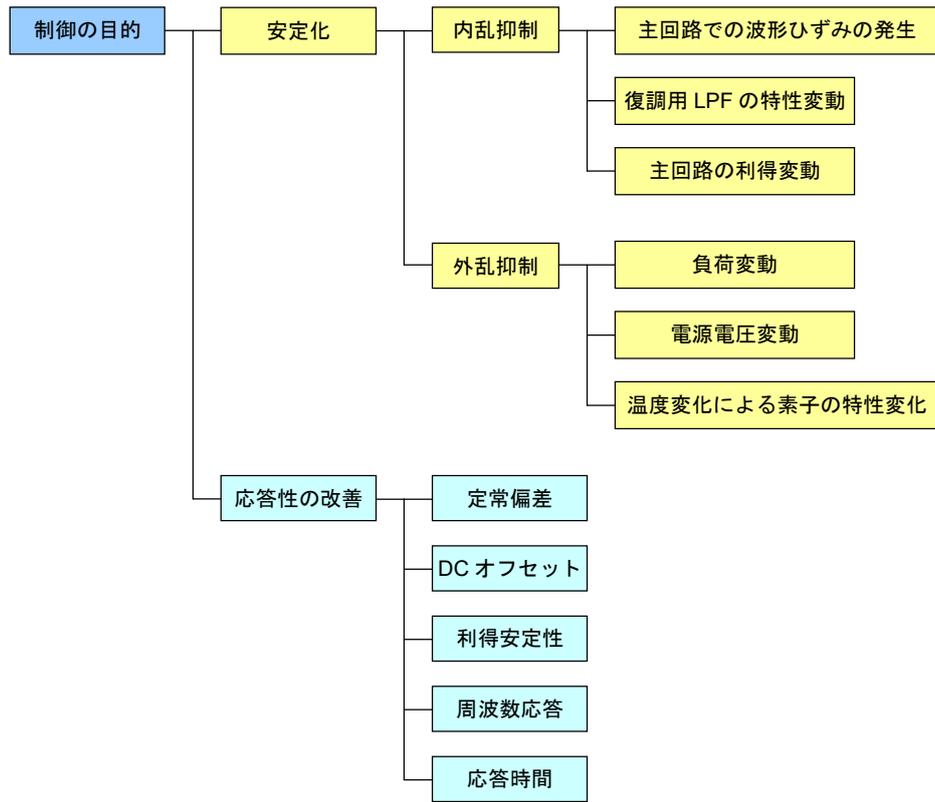
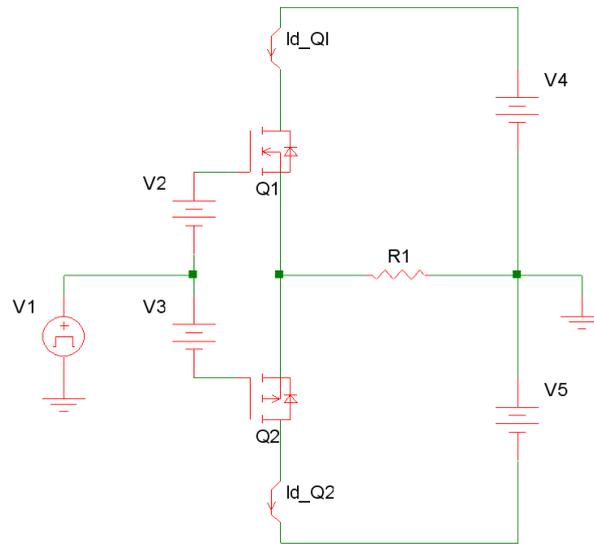


図 1.6 パワーアンプにおける制御装置の目的

第 2 章の図



Q1 は N ch, Q2 は P ch の MOSFET で、ソースフォロアで動作する。V4, V5 は正負の電源, V1 は入力信号。負荷 R1 にパワーが供給される。

A~C の各級(クラス)は、バイアス電流の大きさで決まり、そのバイアス電流は V2, V3 の電圧で制御される。

図 2.1 A, AB, B 及び C 級シングルエンデッドプッシュプル回路

第2章の図

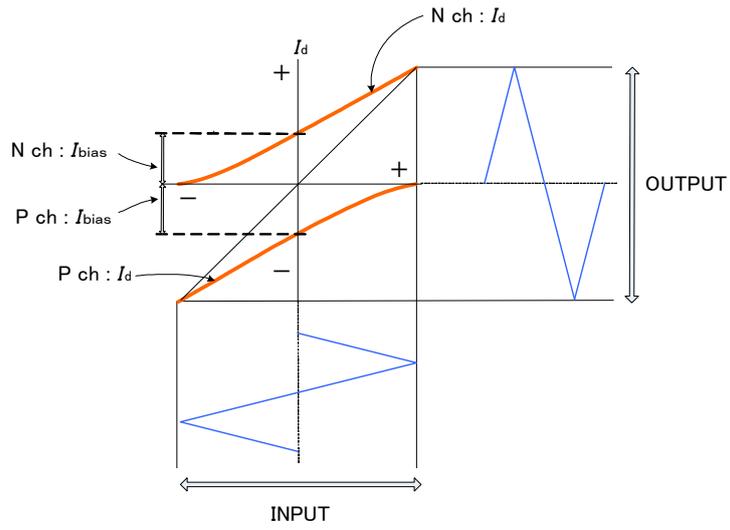


図 2.2 a) A 級プッシュプル

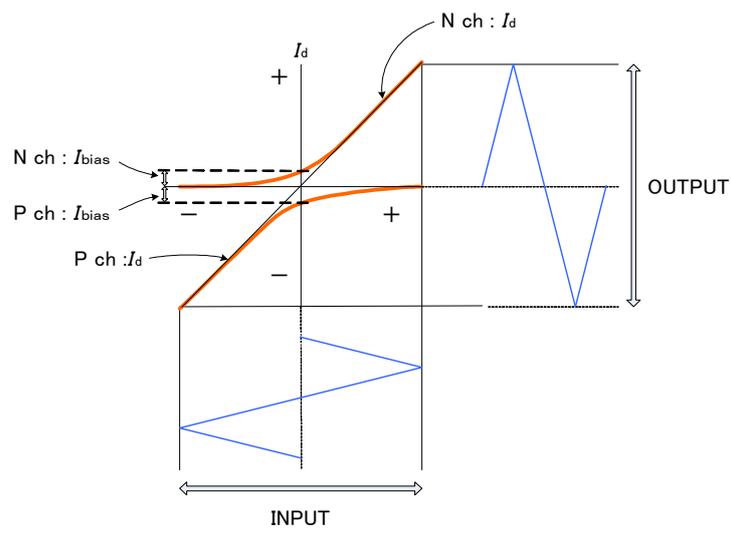


図 2.2 b) AB 級プッシュプル

第 2 章の図

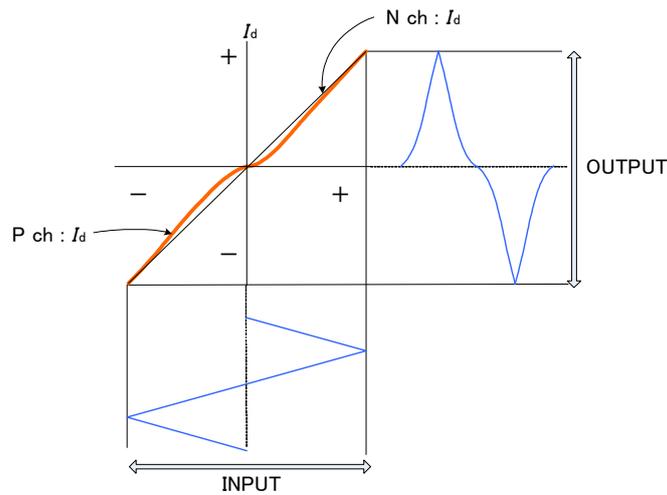


図 2.2 c) B 級プッシュプル

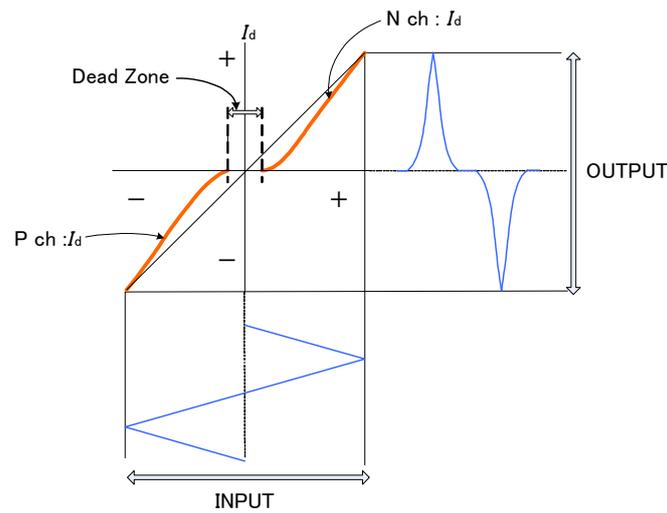
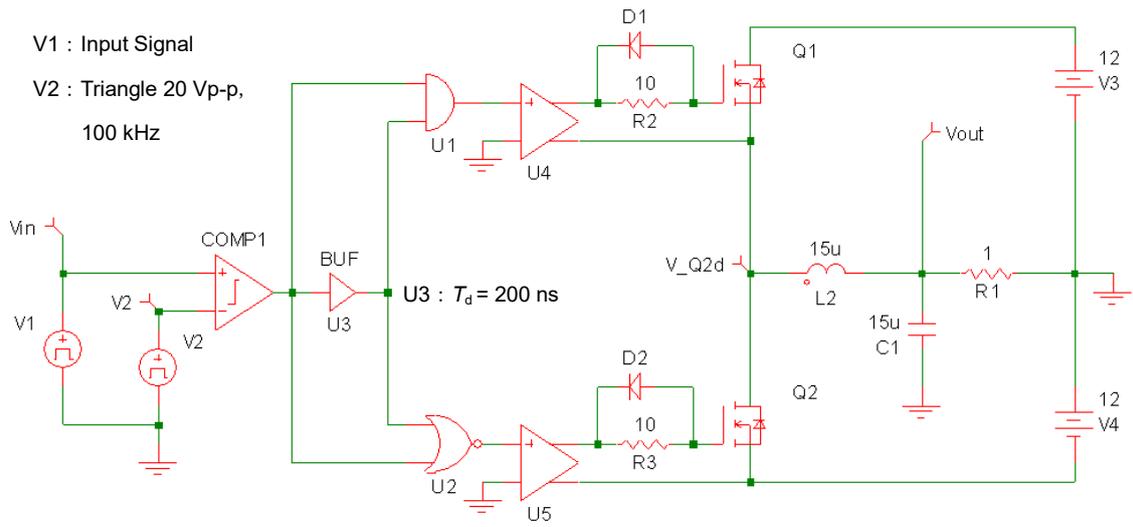


図 2.2 d) C 級プッシュプル

- A 級：直線性は一番優れている。効率は最低，無出力時と最大出力時の電源入力電力は同じ値
- AB 級：バイアス電流はなるべく少なく， I_d は全域でゼロにならず，正負の合成特性が直線となるのが理想。
- B 級：バイアス電流はゼロで， I_d ゼロの付近での不感帯もゼロが理想。 V_{gs} 対 I_d の非直線が原因の波形ひずみが大きい制御回路で補償できる。 I_d ゼロの付近での不感帯も制御回路で補償できるが，ゼロにはできない。
- C 級：負荷に共振回路をもつ，通信用出力用段などに使われる。汎用アンプとしての応用は少ない。

図 2.2 リニアパワーアンプ各級(クラス)のバイアスポイントと入力出力特性

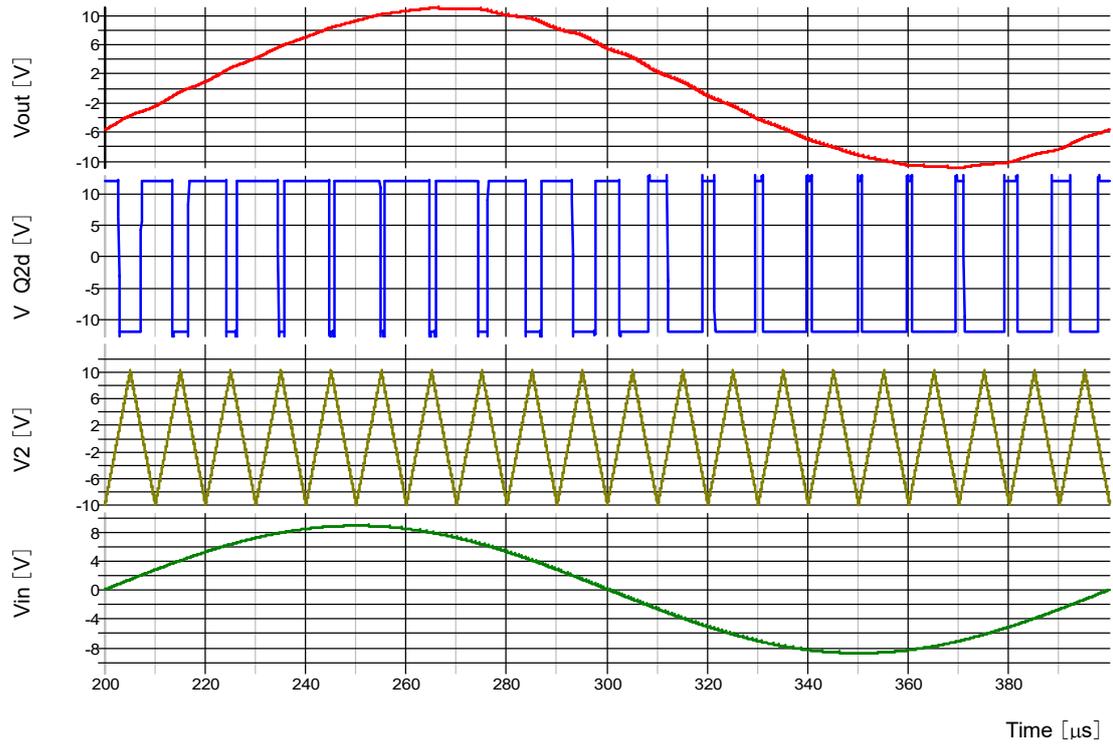
第 2 章の図



- V1 : 入力信号
- V2 : パルス幅変調 (PWM) 用三角波
- COMP1 : PWM 用コンパレータ
- U1, U2, U3 : デッドタイム発生用ロジック
- U4, U5 : MOSFET ドライバ
- Q1, Q2 : 主回路 (出力段) MOSFET スイッチ
- C1, L1 : PWM 復調用 LPF
- R1 : 負荷抵抗

図 2.3 D 級パワーアンプ (PWM 方式スイッチングアンプ)

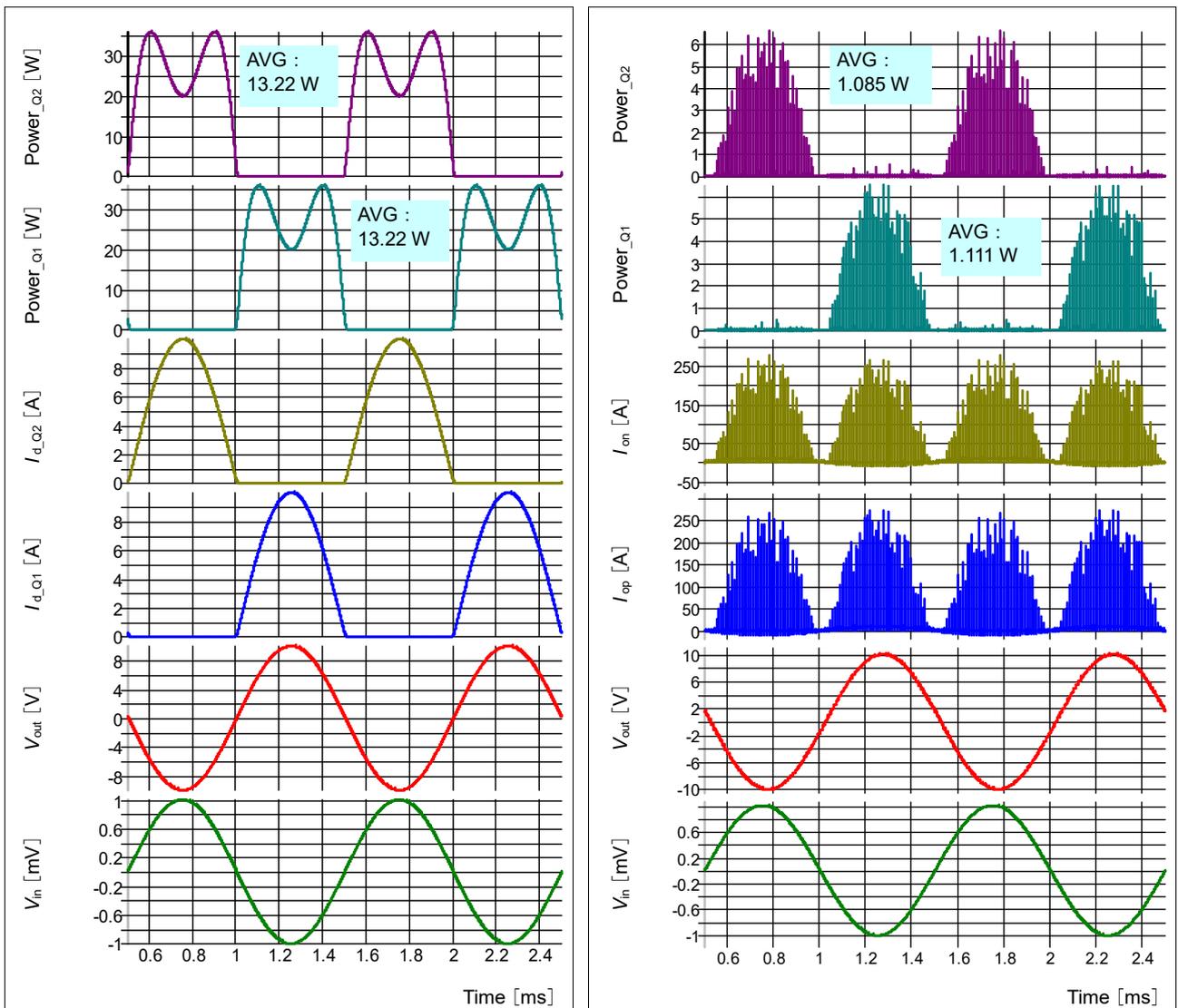
第 2 章の図



- V_{in} : 入力信号
- V_2 : PWM 用三角波.
- V_{Q2d} : PWM スイッチング波形
- V_{out} : 復調後の出力波形

入力信号 (V_{in}) は、三角波 (V_2) と比較され、PWM 波形 (V_{Q2d}) に変換される。
PWM 波形は、LPF (ローパスフィルタ: 図 2.3 の C_1 , L_2) で復調され、出力 (V_{out}) になる。
出力波形は、入力波形に対して LPF による位相遅れが発生する。

図 2.4 PWM スイッチングパワーアンプ (図 2.3) の各部波形

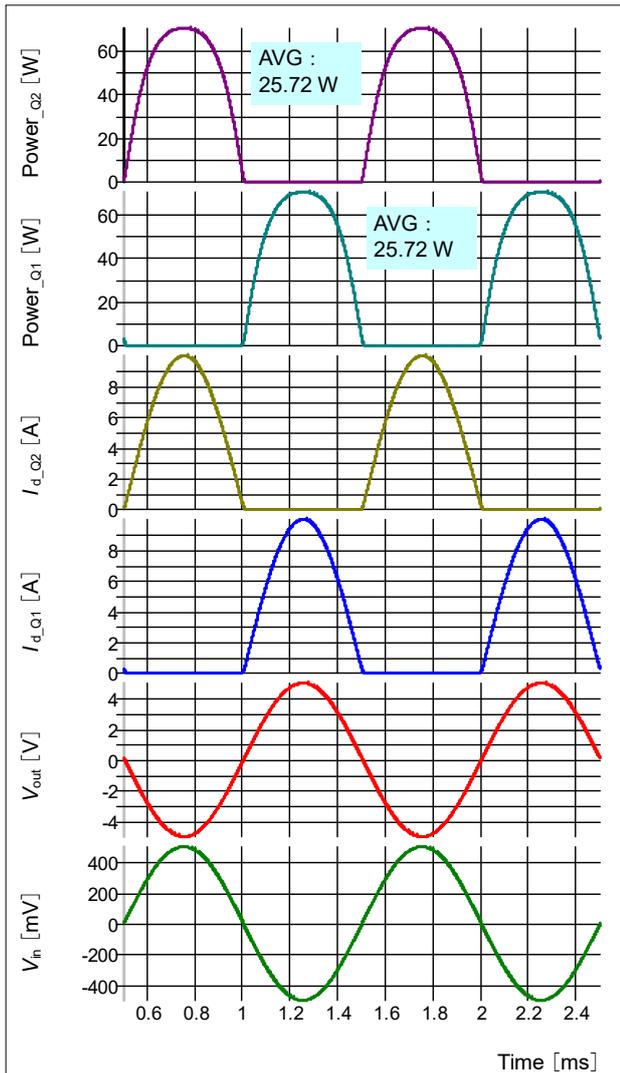


a) B級アンプ(図 2.5)

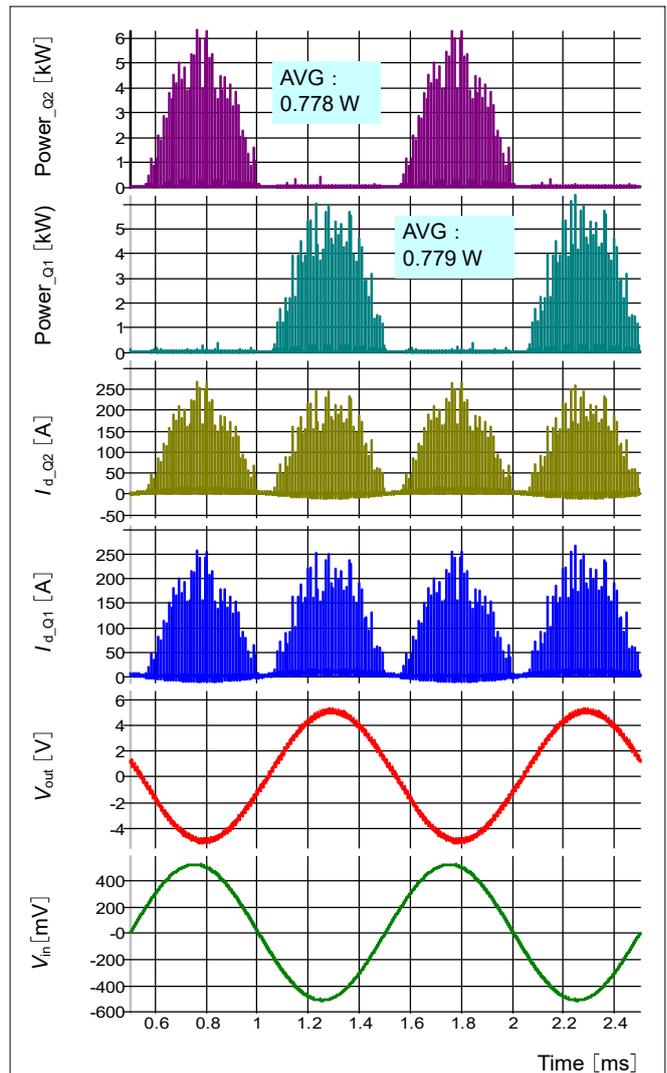
b) D級アンプ(図 2.6)

- $V_{out} = \pm 10 \text{ V}$ ($10/\sqrt{2} \text{ Vrms}$), $I_{out} = 10 \text{ A}$ ($10/\sqrt{2} \text{ Arms}$), $R_1 = 1.0 \Omega$
- 出力電力(P_o)は, $P_o = V_{out} \times I_{ou} = (10/\sqrt{2}) \times (10/\sqrt{2}) = 50 \text{ W}$
- MOSFET 損失の平均値は, B級アンプで 13.22 W, D級アンプで約 1.1 W である。

図 2.7 出力電圧(V_{out})が電源電圧に対して 83.3 %のときのシミュレーション結果



a) B 級アンプ (図 2.5)



b) D 級アンプ (図 2.6)

- ・ $V_{out} = \pm 5 \text{ V}$, $I_{out} = \pm 10 \text{ A}$, $R_1 = 0.5 \Omega$, $P_o = 25 \text{ W}$
- ・ MOSFET 損失の平均値は、B 級アンプで 25.72 W, D 級アンプで約 0.78 W である。

図 2.8 出力電圧 (V_{out}) が電源電圧に対して 41.75 % のときのシミュレーション結果

第3章の図

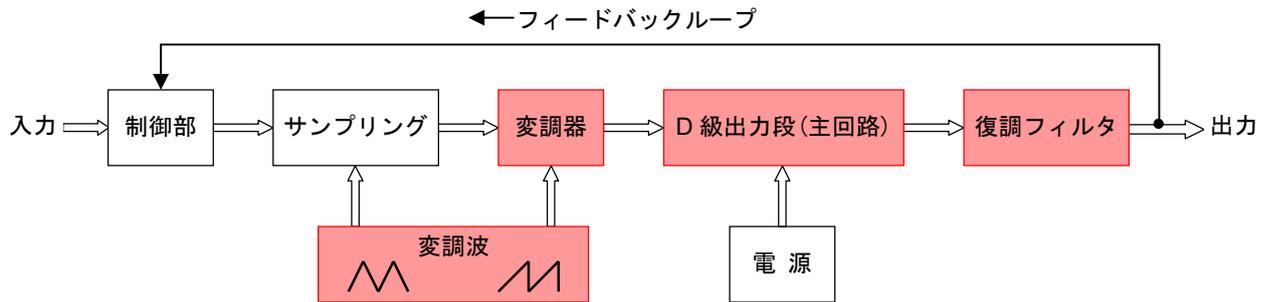
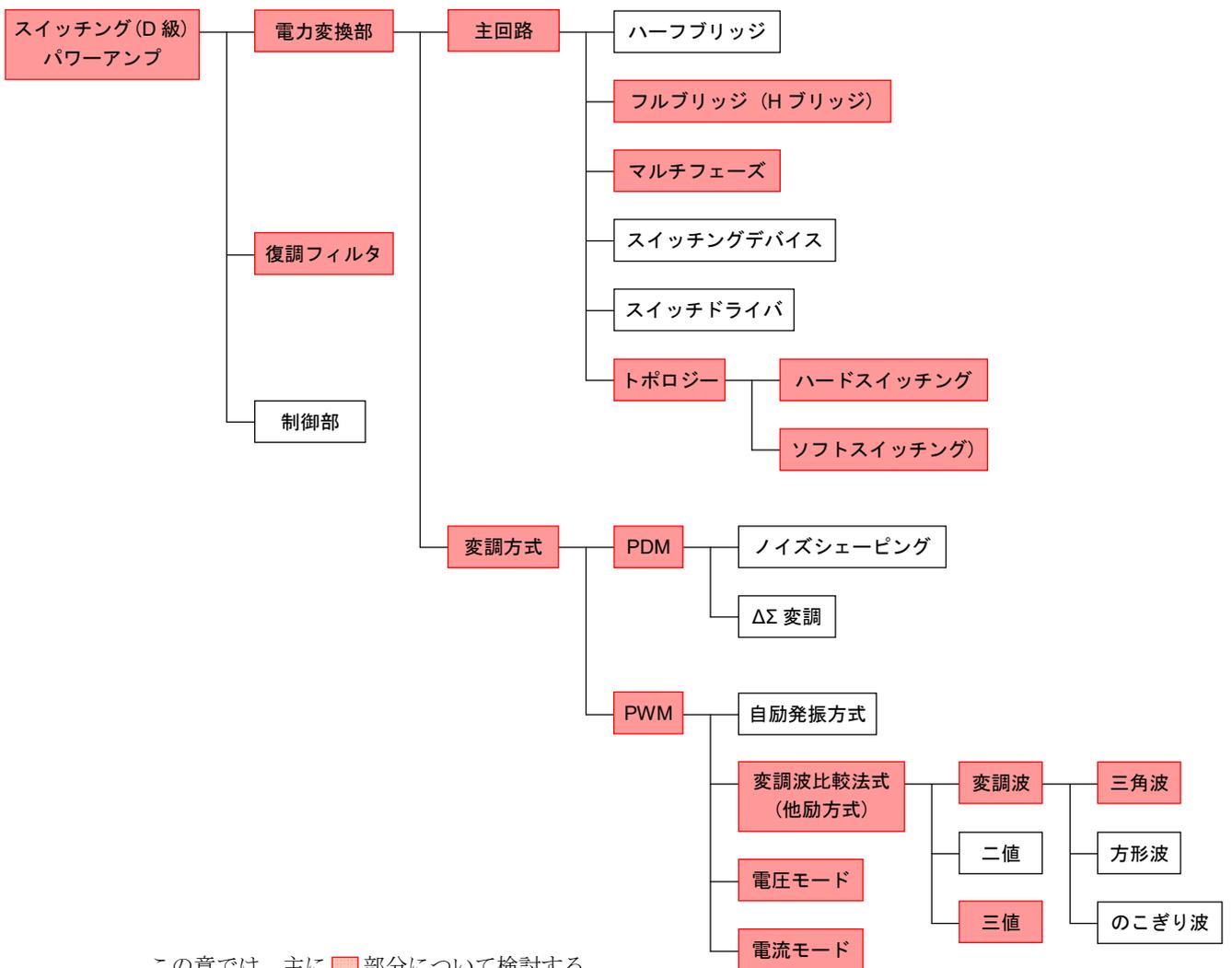


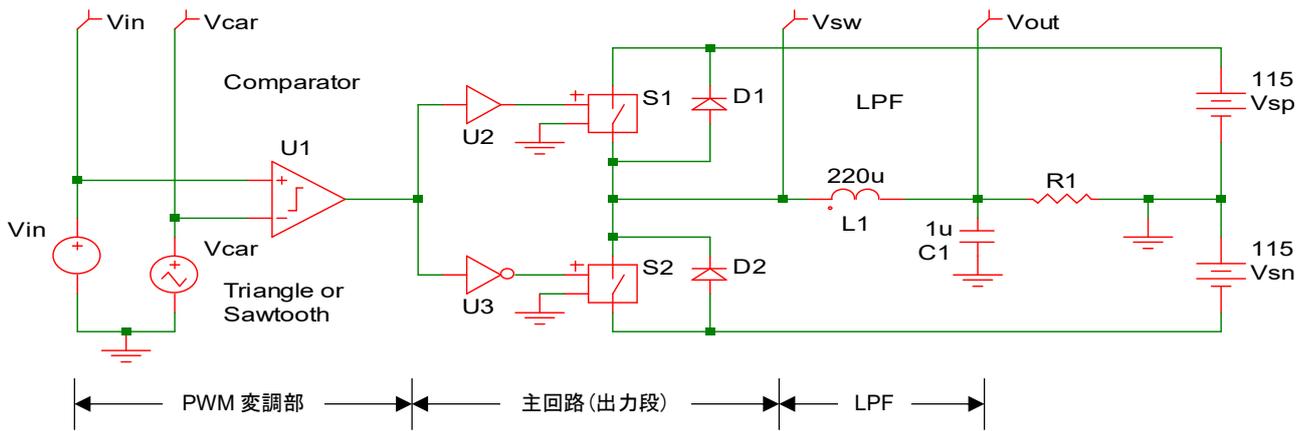
図 3.1 スイッチング(D級)パワーアンプの構成



この章では、主に 部分について検討する。

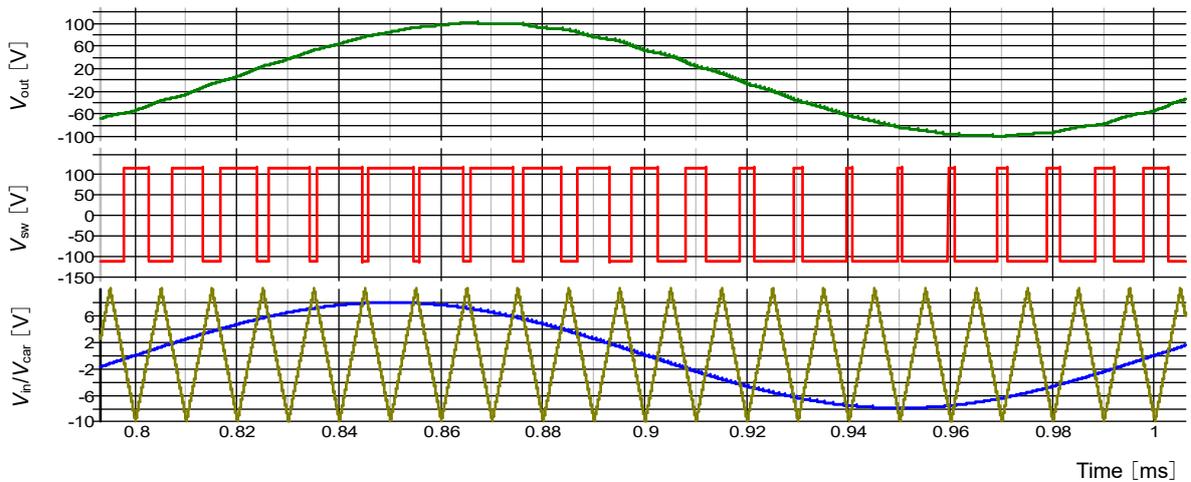
図 3.2 スイッチング(D級)パワーアンプの変調方式と主回路のトピックス

第3章の図



- V_{in} : 入力信号
- V_{car} : 変調波, 三角波又はのこぎり波
- U1 : アナログコンパレータ
- U2, U3 : スイッチドライバ
- S1, S2 : パワースイッチ (D 級パワーアンプ出力段)
- D1, D2 : フライホイールダイオード
- L1, C1 : 復調用ローパス フィルタ
- R1 : 負荷抵抗
- V_{sp} , V_{sn} : 電源

a) 回路

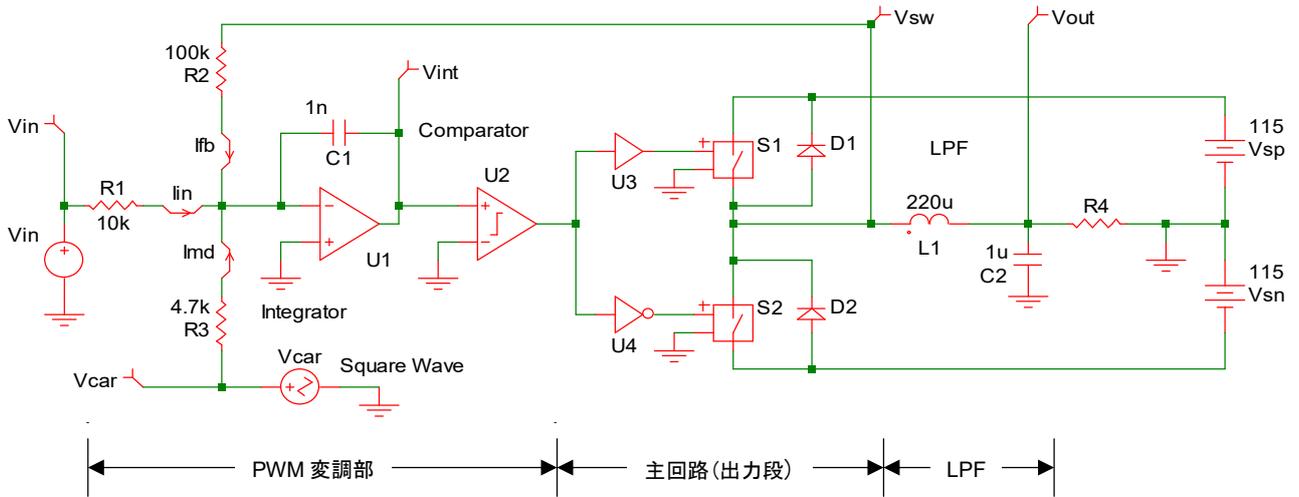


- V_{in} : 信号, 正弦波, ± 8 V, 5 kHz
- V_{car} : 変調波, 三角波, ± 10 V, 100 kHz
- V_{sw} : PWM 波形。電圧が電源電圧 V_{sp} , V_{sn} で, 幅が被変調信号 V_{in} の振幅に比例したパルスに変換されている。
- V_{out} : 復調用 LPF の出力波形。PWM 波形のパルス幅に比例した電圧に復調される。 V_{in} に対して位相が遅れているのは, LPF の遅延時間による影響である。

b) 各部の波形

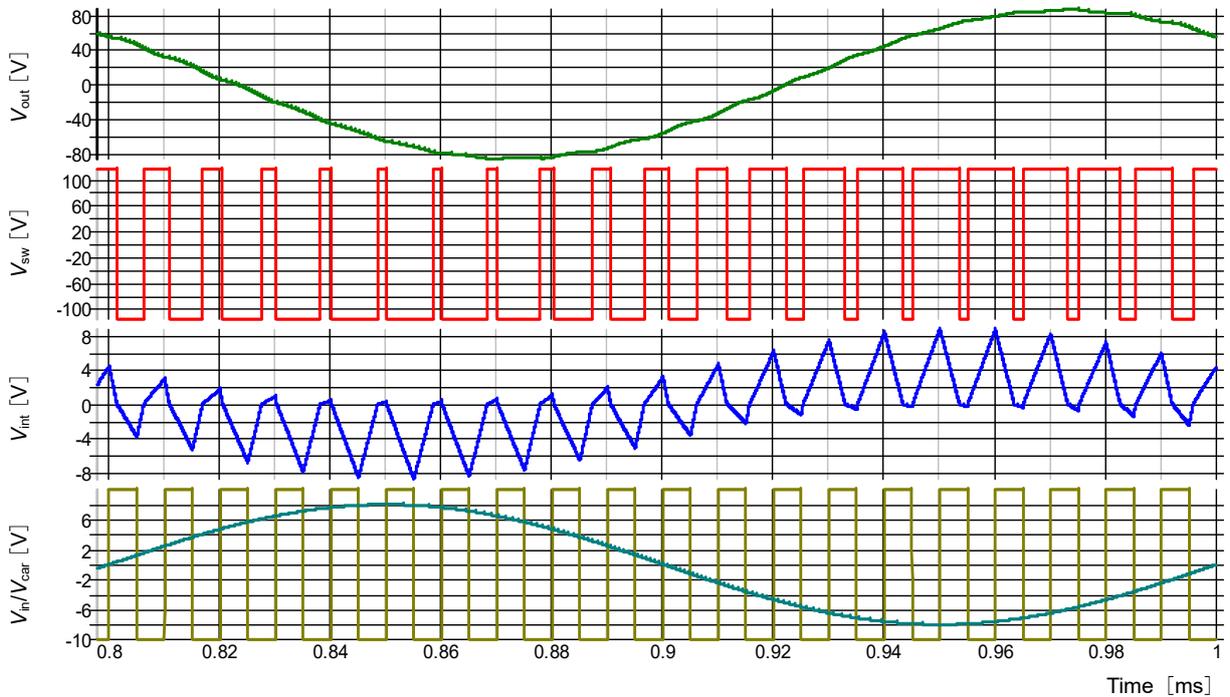
図 3.3 電圧モード PWM スイッチングパワーアンプ

第 3 章の図



- V_{in} : 入力信号 V_{car} : 変調波 (方形波)
 U1 : 積分器 U2 : アナログコンパレータ
 U3, U4 : スイッチドライバ L1, C1 : 復調用 LPF
 S1, S2 : パワースイッチ (D 級パワーアンプ出力段) R4 : 負荷抵抗
 I_{in} , I_{fb} , I_{md} は, $(|I_{in}| + |I_{fb}|) < |I_{md}|$ である。

a) 回路

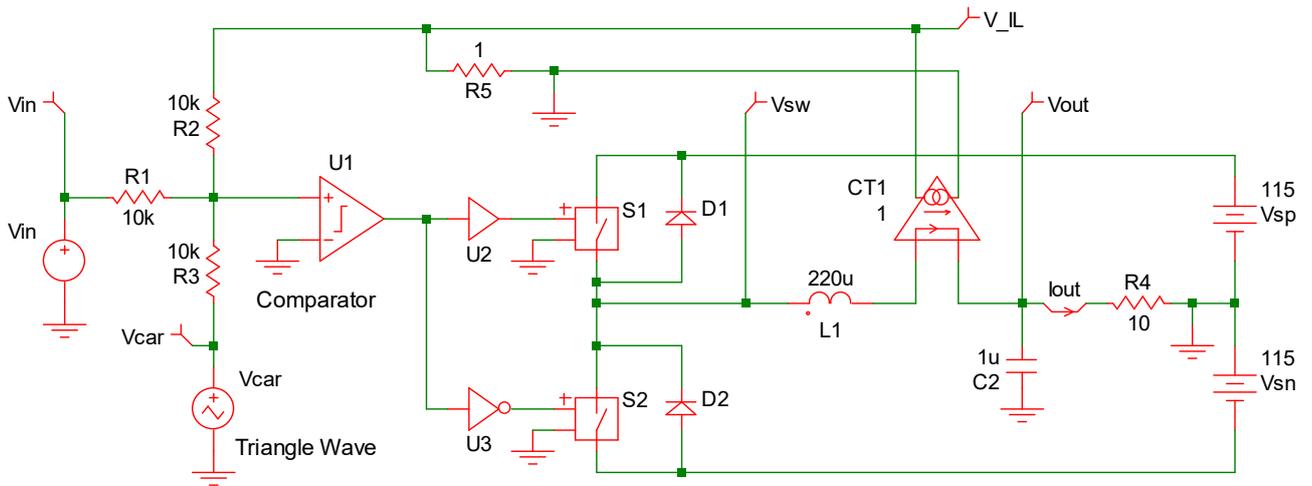


アナログコンパレータは、閾値 = 0 V で入力 [V_{mt} (V)] を比較する。他は図 3.3 b) と同じである。

b) 各部の波形

図 3.4 方形波キャリア PWM スイッチングパワーアンプ

第 3 章の図



V_{in} : 入力信号 V_{car} : 変調波 (三角波)

U1 : アナログコンパレータ

U2, U3 : スイッチドライバ

S1, C1 : 復調用 LPF

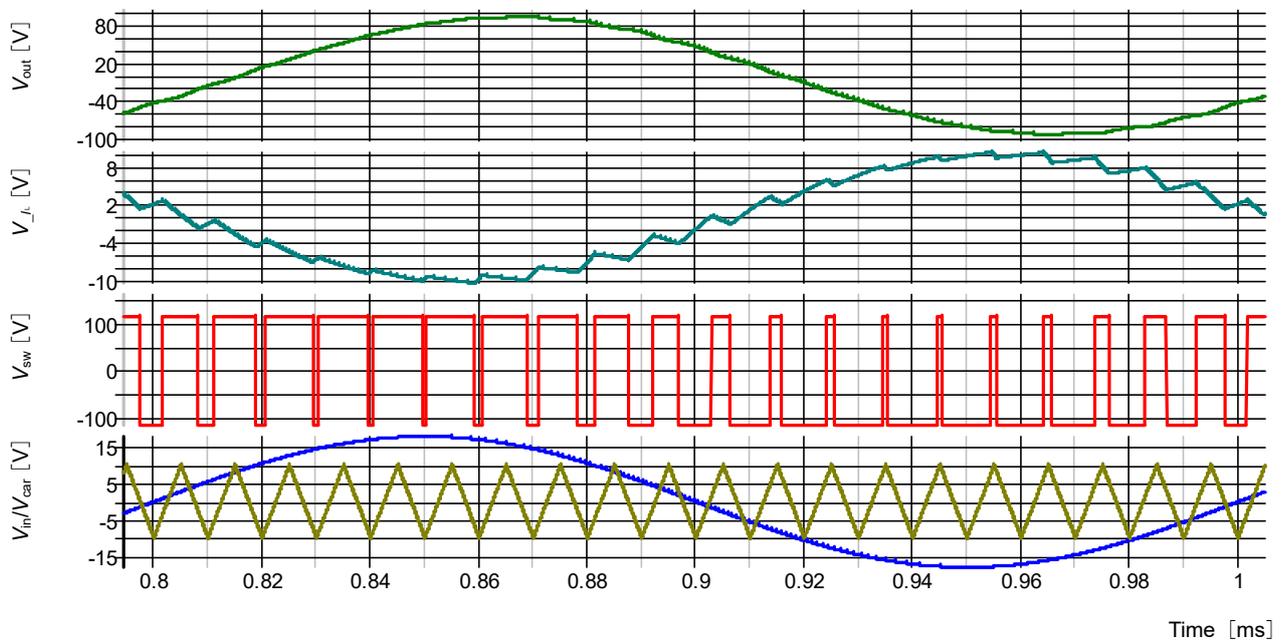
R4 : 負荷抵抗

CT1 : 変流器 (DC カレントトランス)

変換係数 : 1.0

- ・インダクタ L1 の電流を CT1 でセンシングし、シャント抵抗 R5 で電圧に変換し、入力信号 V_{in} と三角波キャリア V_{car} との交点にフィードバックする。

a) 回路



b) 各部の波形

図 3.5 電流モード PWM パワーアンプ

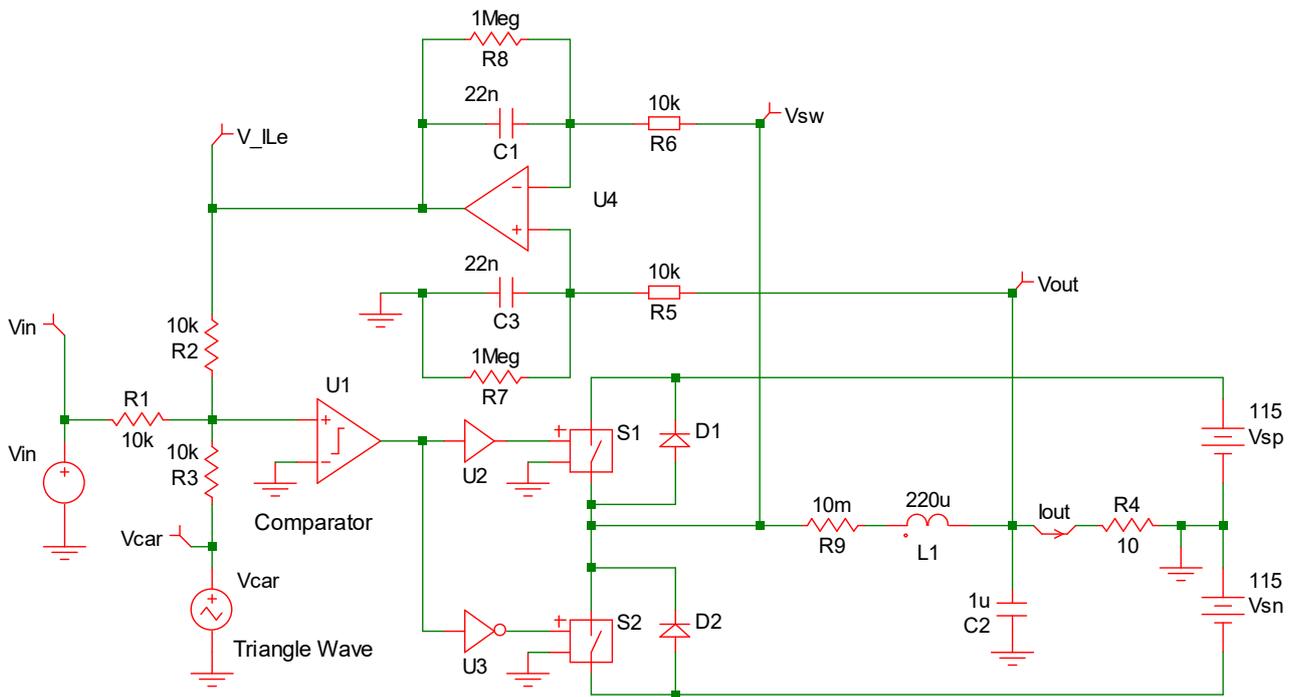
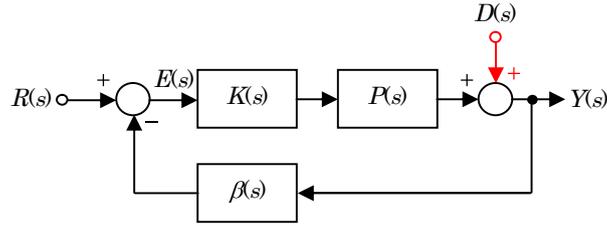


図 3.5 a)の変流器 (CT1) を積分器で置き換える。R9 の 10 mΩ はインダクタ L1 の巻線抵抗成分を模擬。L1・R9, C1・R8 及び C3・R7 の時定数をほぼ同じにする。
 各部の波形は、図 3.5 b)の V_{L} に本図の V_{Le} が対応する。他は図 3.5 b)と同じである。

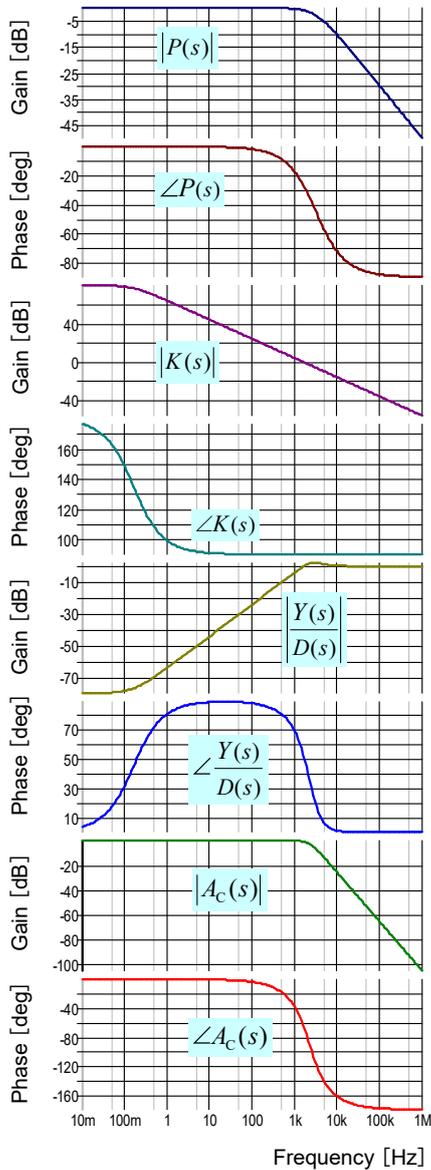
図 3.6 エミュレーテッド電流モード PWM パワーアンプ

第 4 章の図



$R(s)$: ラプラス変換された入力
 $D(s)$: ラプラス変換された内乱・外乱入力
 $K(s)$: 制御装置の伝達関数
 $\beta(s)$: フィードバック回路の伝達関数
 $Y(s)$: ラプラス変換で演算された出力
 $E(s)$: 誤差 (制御偏差)
 $P(s)$: 制御対象 (エネルギー変換部など) の伝達関数

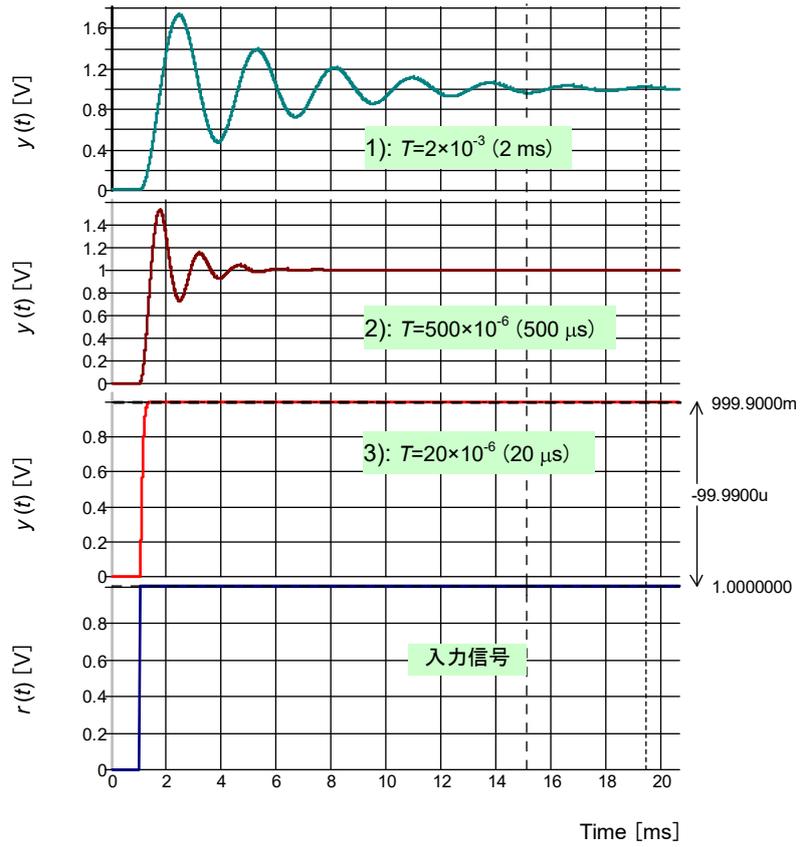
図 4.1 フィードバック制御システム



$A_c(s)$: 閉ループゲインと位相
 $Y(s)/D(s)$: 内乱・外乱入力から出力までのゲインと位相
 $K(s) = (10 \times 10^3)/(s + 10)$: 制御装置の伝達関数 (ゲインと位相)
 $P(s) = 1/(s50 \times 10^6 + 1)$: 制御対象の伝達関数 (ゲインと位相)

図 4.2 図 4.1 の各部の周波数応答

第 4 章の図



$$K(s) = \frac{10 \times 10^3}{(s+1)(s10 \times 10^{-6} + 1)} \quad P(s) = \frac{1}{sT+1} \quad \beta(s) = 1 \quad D(s) = 0$$

[P(s) の時定数 T を 1), 2), 3) と変えたときのステップ応答の変化を見る]

図 4.3 図 4.1 のステップ応答

第 5 章の図

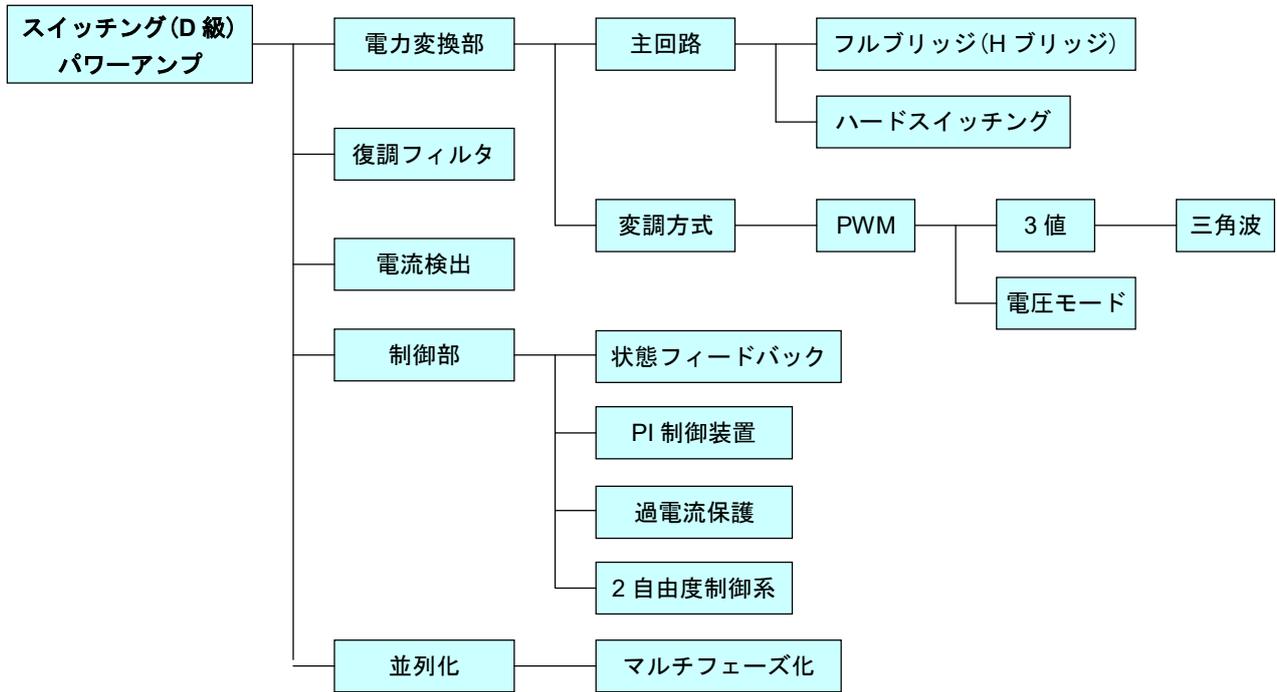


図 5.1 本章で取り上げる主要なトピックス

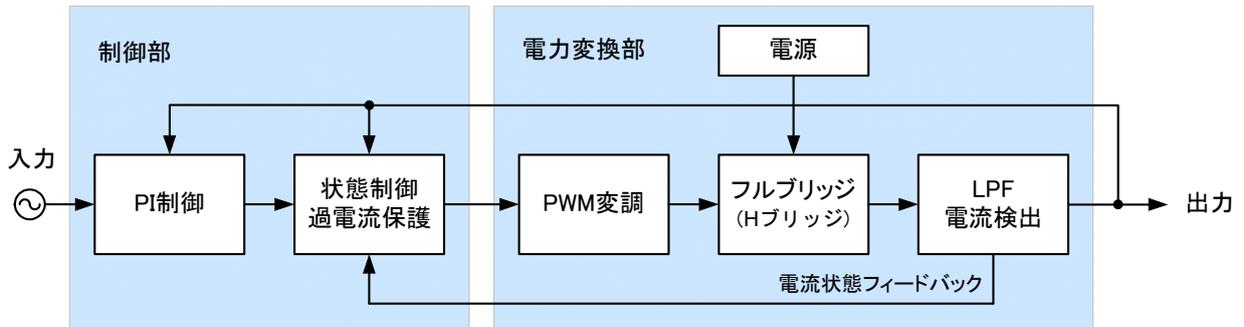
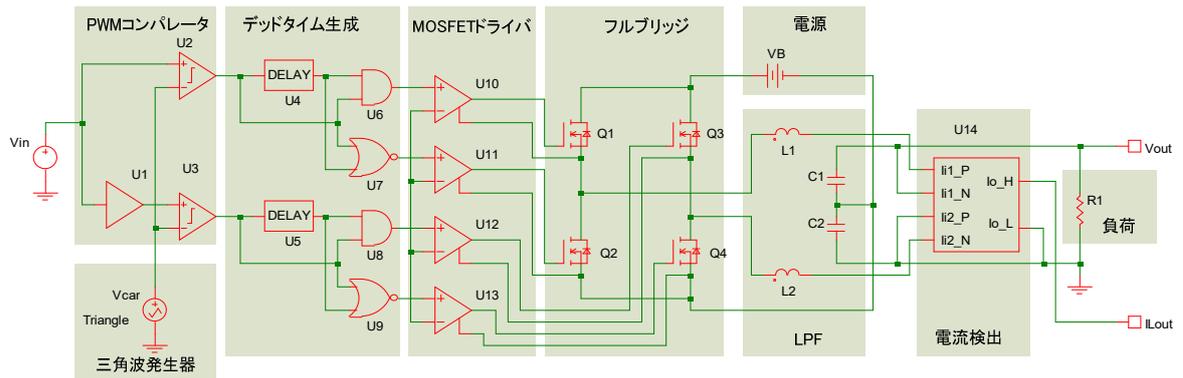


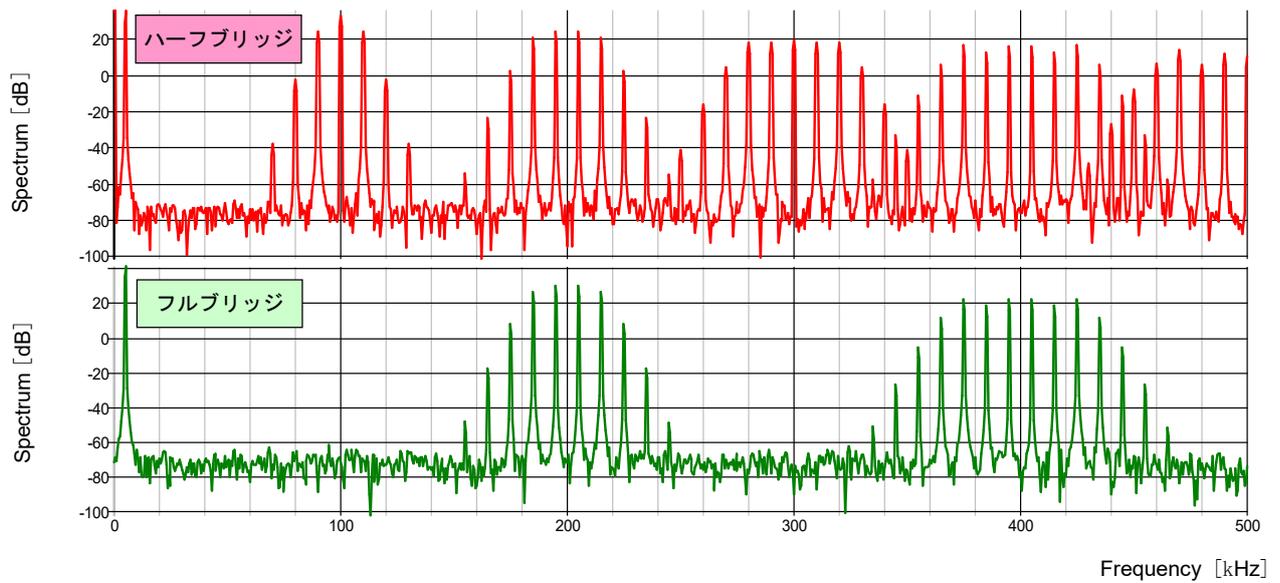
図 5.2 PWM スwitchングパワーアンプのブロック図

第 5 章の図



- 三角波(2エッジ)PWM, 3値 フルブリッジ方式。
- 電流検出部のインダクタ電流出力は、状態フィードバックと過電流保護に使われる。

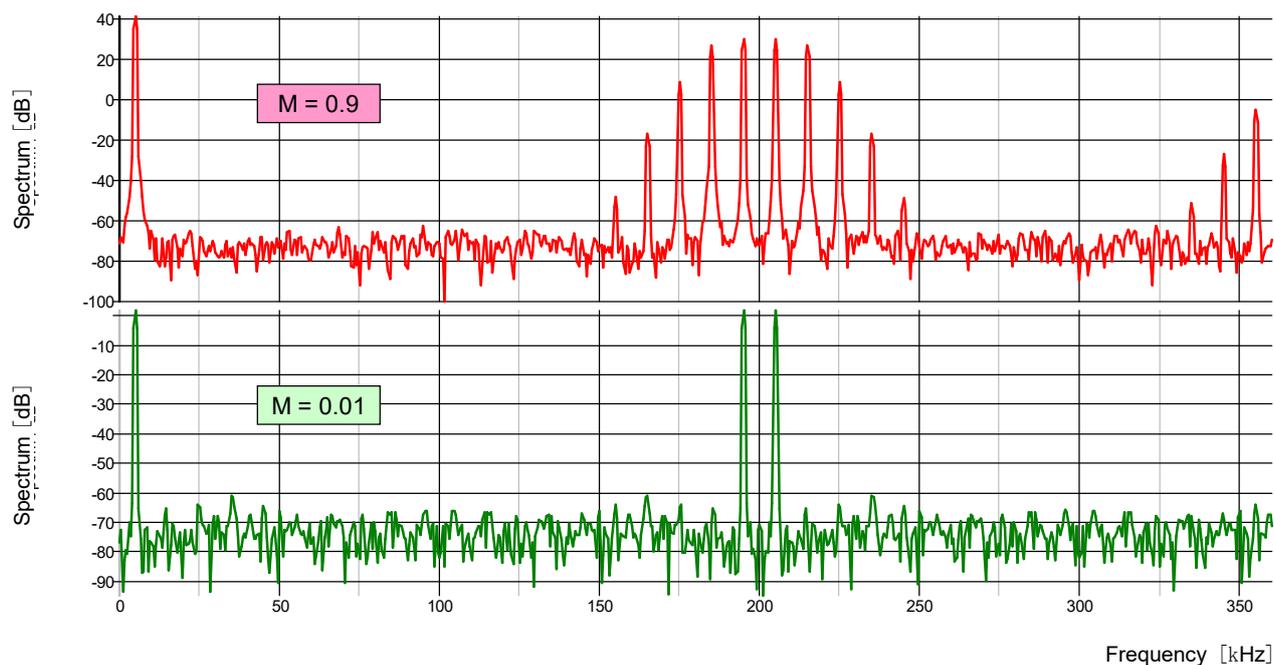
図 5.3 電力変換部のブロック図



- 変調波 : 100 kHz 三角波, 信号 : 5 kHz 正弦波, 変調指数 $M : 0.9$
- 下の図に見るように、三角波変調 3 値フルブリッジ PWM のスペクトルには、高周波成分が上の、図のハーフブリッジに比べて非常に少ない。しかし、これは、フルブリッジの平衡作用によって保たれているに過ぎない。ブリッジが非対称になるとハーフブリッジに含まれている成分が漏れ出す。

図 5.4 ハーフブリッジとフルブリッジとの変調スペクトルの比較

第 5 章の図



- 信号周波数 : 5 kHz, 変調波 : 三角波 100 kHz,
- 信号周波数が変調周波数の 1/20 (5 kHz/100 kHz) の場合, 除去対象となる 0dB 以上の変調ノイズの最低スペクトルは変調周波数 (= スイッチング周波数) の 1.75 倍であることが本図から分かる。
- 変調ノイズスペクトルは, 変調指数 M によって変化する。変調ノイズスペクトルは M が大きいほど低い周波数まで広がってくる。
- 変調ノイズ成分は相互変調成分だけであり, 個別のスペクトルのレベルは, 信号レベルと同じか, それ以下である。

図 5.5 両側 (三角波) 変調, 3 レベル フルブリッジの PWM 波形の周波数スペクトル

■参考文献

- 1) 原田耕介他：スイッチングコンバータの基礎，コロナ社(1992)
- 2) 米国特許：Patent No：US 6,583,664 B2 Date of Patent：Jun.24,2003
- 3) 森 泰親：演習で学ぶ基礎制御工学，森北出版(2004)
- 4) 森 泰親：演習で学ぶ現代制御理論，森北出版(2003)
- 5) 金 東海：パワースイッチング工学，電気学会(2003)
- 6) 技術協同研究委員会編：パワーエレクトロニクスのシミュレーション，電気学会技術報告第 761号，電気学会(2000)
- 7) 黒田 徹：トランジスタ技術(2005/9)，CQ 出版
- 8) 黒田 徹：回路シミュレータ SIMetrix/SIMPLIS スペシャルパック，CQ 出版(2005)
- 9) 黒田 徹：ラジオ技術(2006/12，2007/1～3)，秋葉出版
- 10) 稲葉 保：ゲート・ドライバの実力と使い方，トランジスタ技術(2006/11～2007/3)，CQ 出版
- 11) Toru Ido 他：A Digital Input Controller for Audio Class D Amplifier with 100W 0.004% THD+N and 113dB DR, ISSCC 2006 / SESSION 19.3
- 12) Karsten Nielsen：A Review and Comparison of Pulse Width Modulation (PWM) Methods For Analog and Digital Input Switching Power Amplifiers Preprint 4446 (G4)
- 13) 稲葉 保：パワーMOSFET 活用の基礎と実際，CQ 出版(2004)
- 14) 山崎 浩：パワーMOSFET/IGBT 入門，日刊工業新聞社(2002)
- 15) 本田 潤：D 級/デジタル・アンプの設計と製作，CQ 出版(2004)
- 16) 高周波共振回路方式調査専門委員会編：ソフトスイッチングの最新技術動向，電気学会技術報告第 899 号，電気学会(2002)
- 17) 中村満太郎，中岡睦雄他：ケミコンレス共振スナバを用いた系統連係ソフトスイッチング 正弦波インバータの実験的検討，信学技報，EE 2001-36, CPM 2001-130 (2002-1)
- 18) MAXIM Engineering Journal Vol. Fifty-Nine (2007)
- 19) 相沢岩男：A/D・D/A 変換回路入門第 2 版，日刊工業新聞社(2003)
- 20) 森 泰親：制御工学，コロナ社(2001)
- 21) 本田 昭，城谷聡美：制御数学の基礎と演習第 2 版，日刊工業新聞社(2000)
- 22) 杉江 俊治，藤田 政之：フィードバック制御入門，コロナ社(1999)

■著者紹介

荒木 邦彌(あらかき くにや)

1963年8月 (株)エヌエフ回路設計ブロック入社

- ・電子測定器・電源機器の開発，受注生産電子機器の設計に従事
- ・研究開発部長，システム技術研究所所長，技術担当常務取締役を歴任
- ・1992年 高速電力増幅器の開発で科学技術長官賞 受賞

2010年2月 同社退社

2006年～2010年 CQ出版(株) 編集顧問(非常勤)

2011年7月～2014年3月 東京大学大学院 工学系研究科 香取研究室(非常勤)

- ・光格子時計研究用電子機器の設計製作に従事

2014年4月～現在 国立研究開発法人 理化学研究所 香取量子計測研究室(非常勤)

- ・光格子時計研究用電子機器の設計製作に従事

- 本書記載の社名，製品名について — 本書に記載されている社名及び製品名は，一般に開発メーカーの登録商標です。なお，本文中では™，®，©の各表示を明記していません。
- 本書掲載記事の利用についてのご注意 — 本書掲載記事は著作権法によって保護され，また，工業所有権が確立されている場合があります。したがって，記事として掲載された技術情報をもとに製品化をするには，著作権者及び工業所有権者の許可が必要です。また，掲載された技術情報を利用することによって発生した損害などに関して，著作権者及び工業所有権者は責任を負いかねますのでご了承ください。

プロのための スイッチングパワーアンプの設計法

2016年1月8日 初版発行

©荒木邦彌 2016

著者 荒木 邦 彌
発行人 清 水 勇 芳
発行所 横浜ネットビジネス研究会
横浜市港北区綱島東 5-11-36

編集・校正 大 倉 郁 生