

第46回システムLSI合同ゼミ
於 東京農工大学

2010年10月23日(土)

デジタル振幅制御 E級増幅器の検討

群馬大学 小林研究室
修士2年 叶 佳寛(イエジャニ)

内容

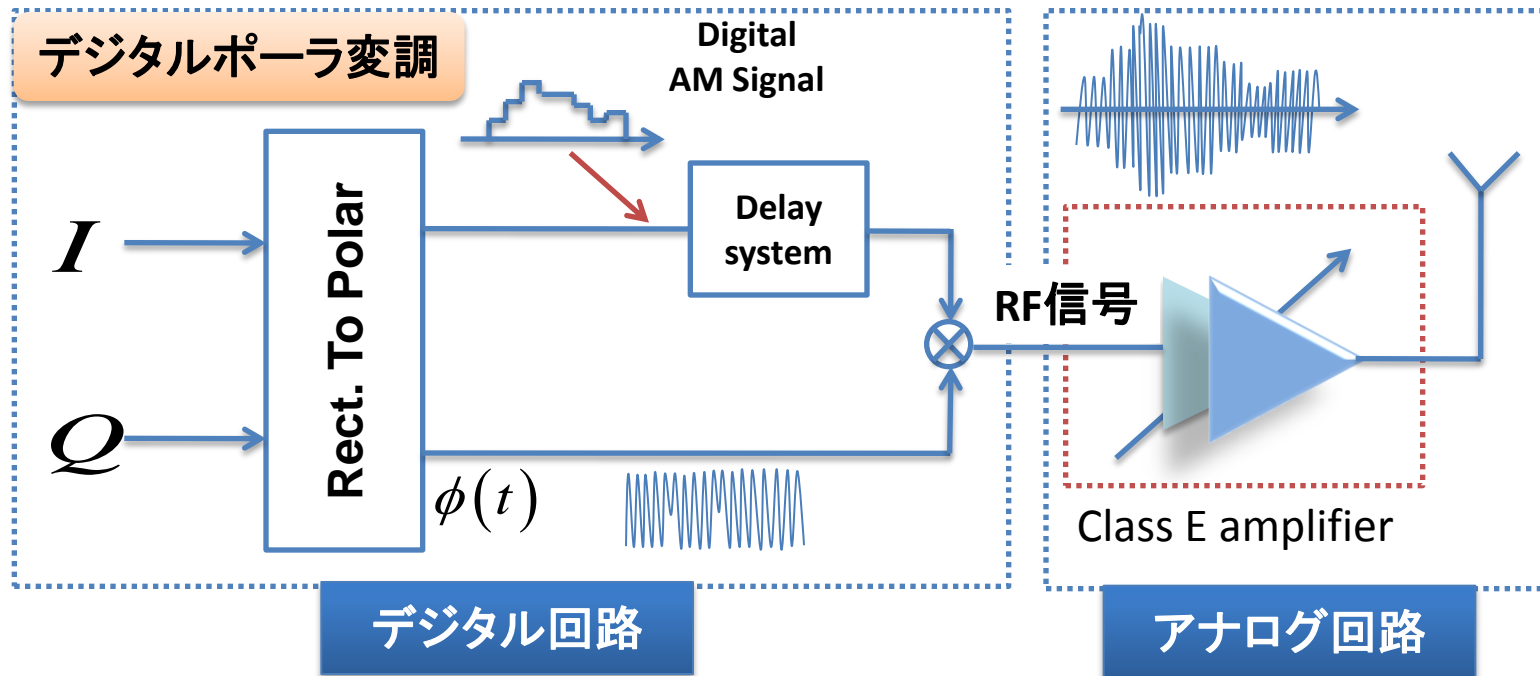
- 研究目的
- E級増幅器
 - 特長
 - 構成
 - 動作
- デジタル振幅制御の検討
 - 構成
 - 動作
 - シミュレーションと考察
- デジタルPWM制御の検討
- まとめ

内容

- 研究目的
- E級増幅器
 - 特長
 - 構成
 - 動作
- デジタル振幅制御の検討
 - 構成
 - 動作
 - シミュレーションと考察
- デジタルPWM制御の検討
- まとめ

研究背景

無線通信システム 高効率送信機の実現



E級増幅器でデジタル振幅制御を実現
微細MOSでパワーアンプを実現

研究目的

携帯電話用送受信機



CMOS 1チップ化を目指す



パワーアンプは外付けの場合が多い



CMOSチップ内に取り込む（サイズ小、コスト小）



デジタル振幅制御 E級アンプ

- 高効率
- スイッチ、デジタル制御はCMOS向きが期待できる。

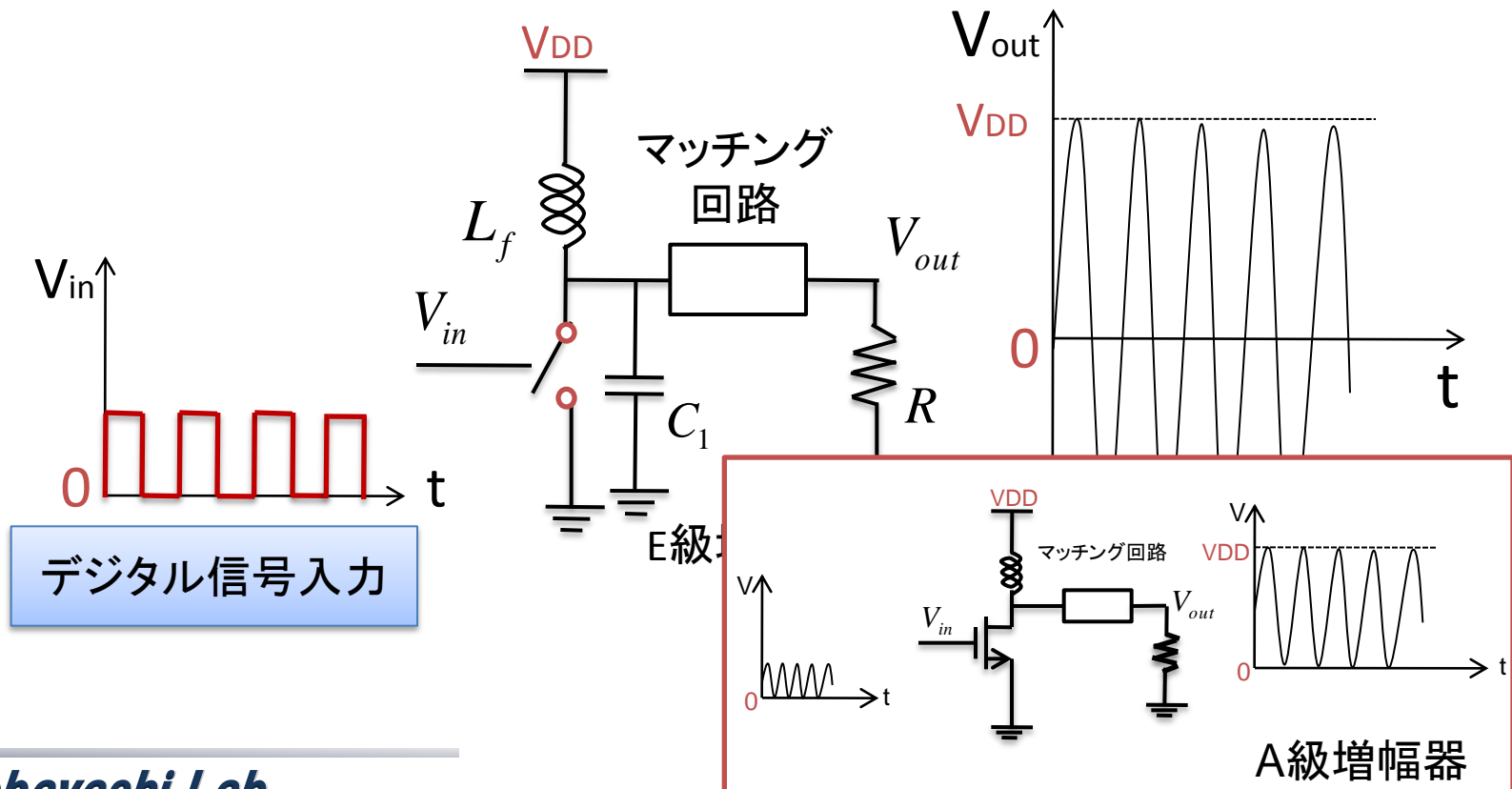
その設計法を明確化していく。

内容

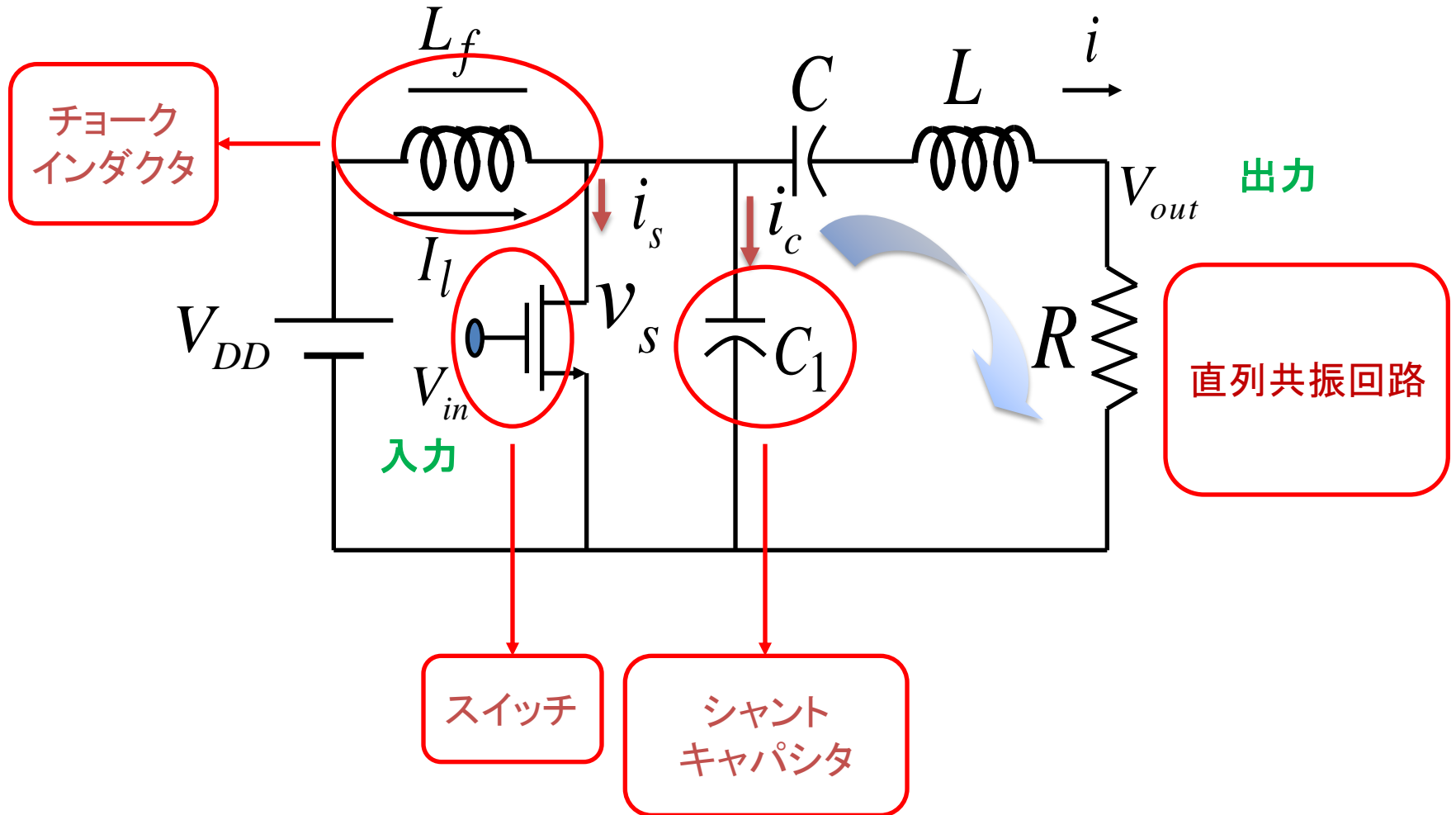
- 研究目的
- E級増幅器
 - 特長
 - 構成
 - 動作
- デジタル振幅制御の検討
 - 構成
 - 動作
 - シミュレーションと考察
- デジタルPWM制御の検討
- まとめ

E級増幅器の特長

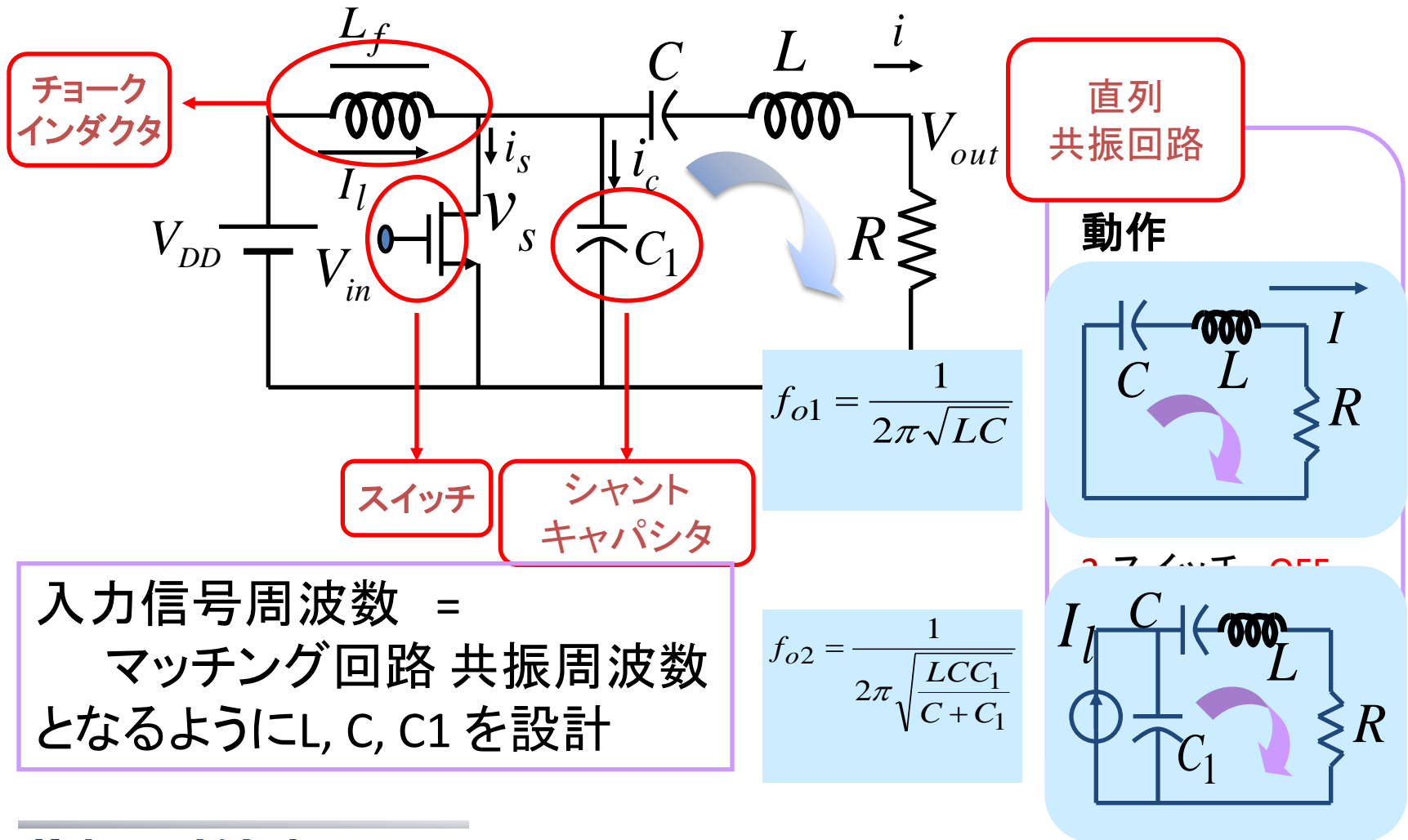
- 高効率 スイッチ使用
 ゼロ電圧スイッチング (ZVS)
- デジタル信号入力でスイッチ制御



E級増幅器の構成



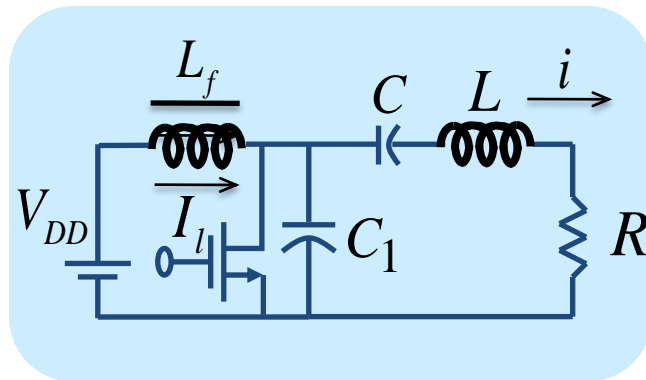
E級増幅段の動作



入力信号周波数 =
 マatching回路 共振周波数
 となるようにL, C, C1 を設計

スイッチの電力損失

スイッチの損失: ①スイッチング損失。②オン抵抗損失



「①スイッチング損失」をゼロにすることを検討

トランジスタ オフ

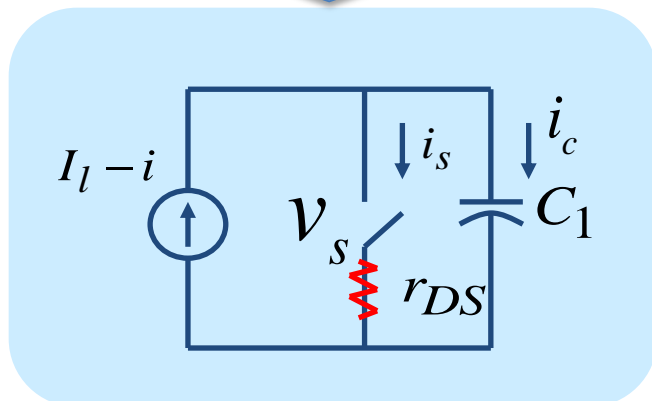
⇒ C_1 に電力保存

$$\Rightarrow W = \frac{1}{2} C_1 V_l^2$$

トランジスタ オン

⇒ C_1 からトランジスタに
電力転送

$$P_{sw} = \frac{1}{2} f C_1 V_l^2$$

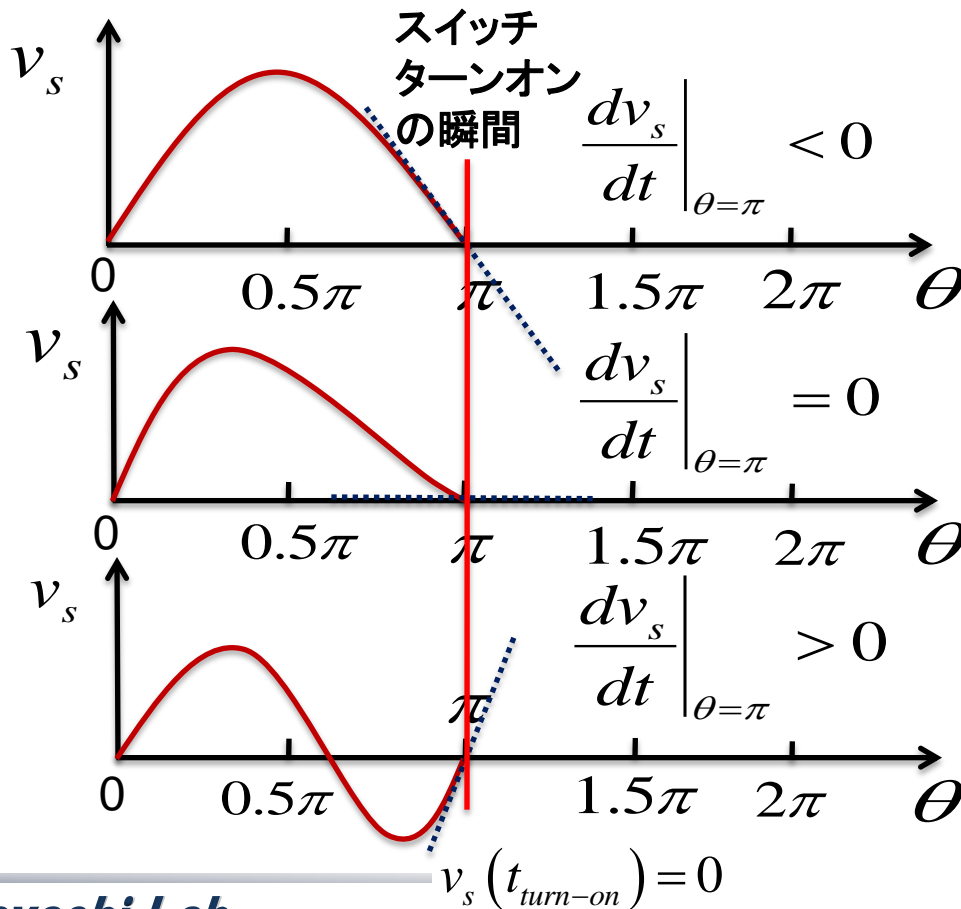


スイッチング電力損失ゼロの条件

$$v_s (t_{turn-on}) = 0$$

スイッチング電力損失の考察

スイッチング損失零の条件: $v_s(t_{turn-on}) = 0$



かつ

$$\frac{dv_s}{dt} = 0$$

スイッチング電力損失ゼロの条件

理想スイッチ、入力信号 時比率D=50%

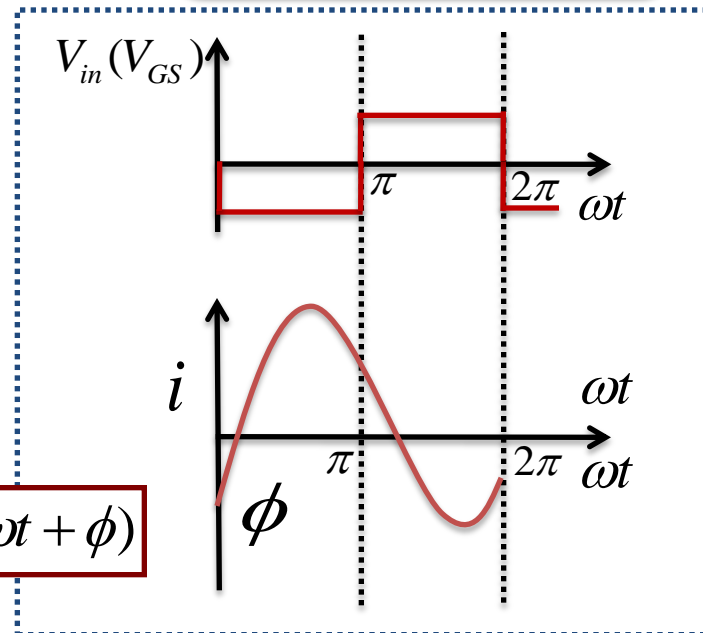
$$\begin{cases} \theta = \pi \\ \phi = -0.567 \end{cases} \iff \frac{v_s}{V_{DD}} = 3.14$$

$\phi = -0.567$ rad で最大のVout 電圧
出力が得られる
そのタイミングは $\omega t (= \theta) = \pi$ のとき

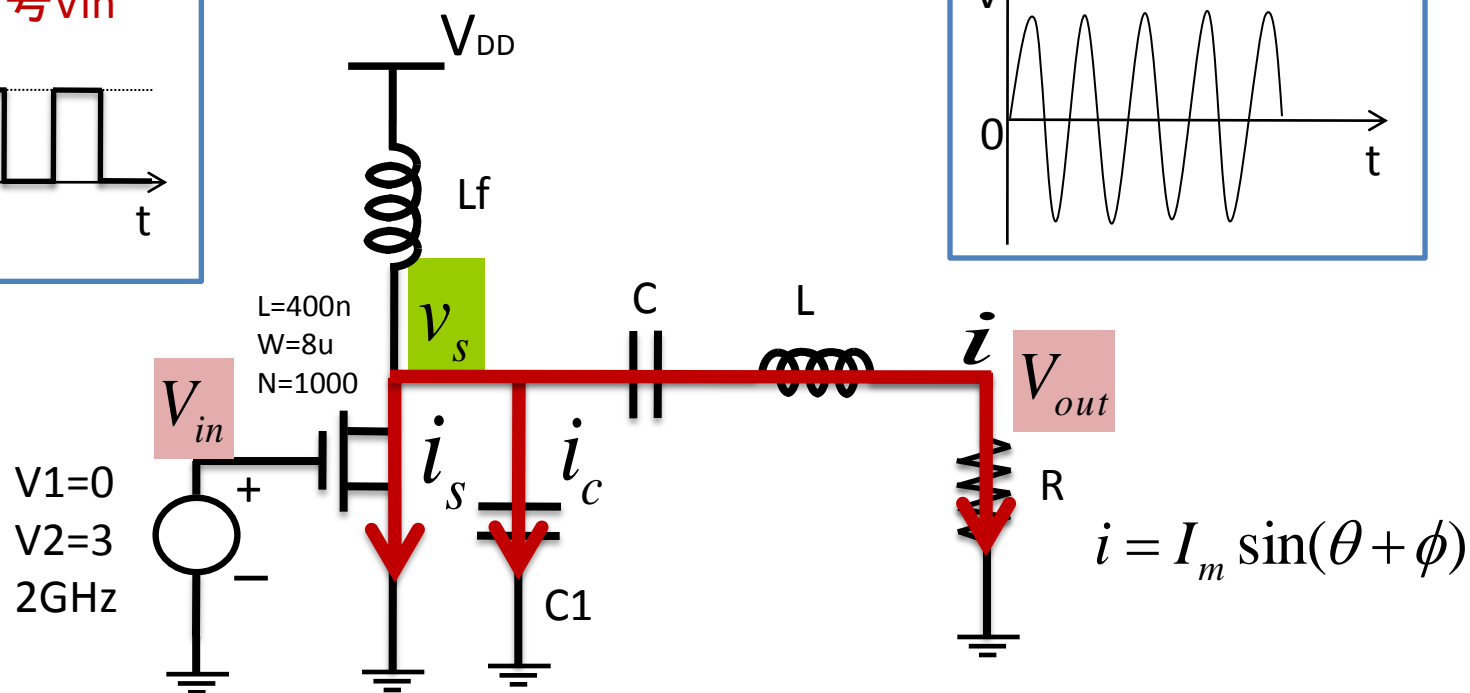
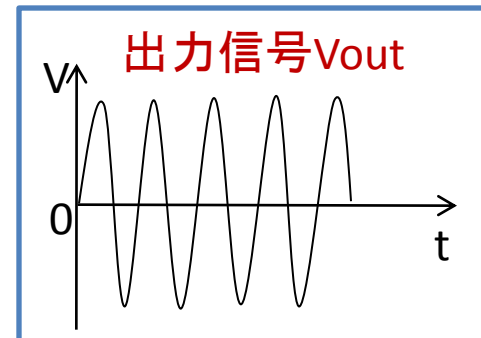
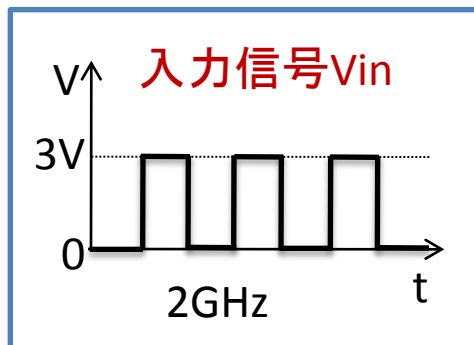
$$\theta = \omega t$$

ϕ : 電流の初期位相

$$i = I_m \sin(\omega t + \phi)$$



スイッチング損失ゼロの条件の導出



N: 並列トランジスタ数
(Number of Fingers)
Total_width=W*N

$L=400\text{nm}$, $W=8\mu\text{m}$, $N=1000$
 $V_{dd}=10\text{V}$, $R=11.536\Omega$, $L_f=40.376\text{nH}$
 $C_1=1.267\text{pF}$, $C=1.18\text{pF}$, $L=6.43\text{nH}$

E級増幅器の設計

条件 : $V_{DD} = 10, P_{o\max} = 5W, f = 2GHz, D = 0.5$

$$R = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_{DD}^2}{P_0} = 11.536\text{ohm}$$

$$V_{Rm} = \frac{4}{\sqrt{\pi^2 + 4}} V_{DD} = 10.74V$$

$$V_{sm} = V_{C1m} = 3.562V_{DD} = 35.62V$$

$$I_I = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_I}{R} = 0.5A$$

$$I_m = \frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{2} I_I = 0.93105A$$

$$L = \frac{Q_L R}{\omega} = 6.43nH$$

$$C_1 = \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4)\omega R} = 1.267p$$

$$C = \frac{1}{\omega R \left[Q - \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} \right]} = 1.18p$$

$$L_f = 2 \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \frac{R}{f} = 40.376nH$$

スイッチング電力損失ゼロの条件の導出

$$i = I_m \sin(\theta + \phi), \theta = \omega t, \phi = \text{初期位相}$$

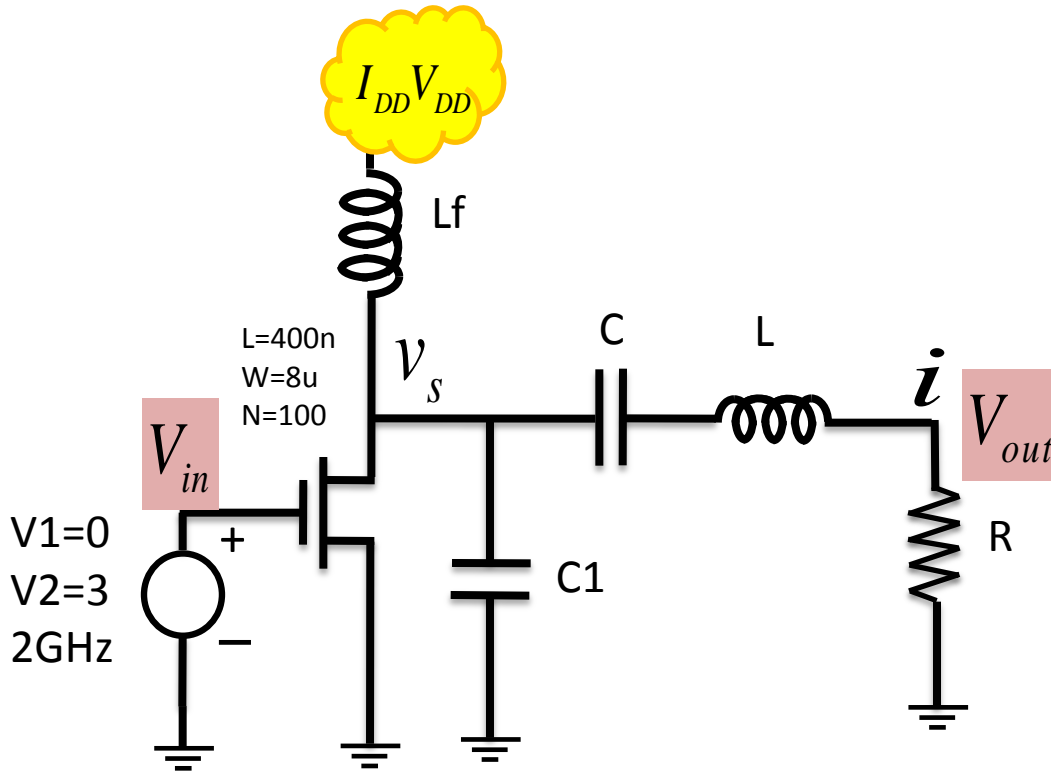
$$\begin{cases} 0 < \theta \leq \pi, i_c(\theta) = I_{DD} - I_m \sin(\theta + \phi) \\ \pi < \theta \leq 2\pi, i_s(\theta) = I_{DD} - I_m \sin(\theta + \phi) \end{cases}$$

$$v_s(\theta) = \frac{1}{\omega C_1} \int_0^\theta i_c(\theta) d\theta'$$

$$v_s = \frac{1}{\omega C_1} \int_0^\theta [I_{DD} - I_m \sin(\theta + \phi)] d\theta'$$

$$= \frac{1}{\omega C_1} (I_{DD} \theta + I_m \cos(\theta + \phi) - I_m \cos \phi)$$

スイッチ電力損失ゼロの条件の導出



電力損失零のとき
 供給電力 = 負荷電力

$$I_{DD} V_{DD} = I_m^2 R / 2$$



$$I_m = \frac{4V_{DD}}{\pi R} \cos \phi$$

$$I_{DD} = \frac{I_m^2 R}{2} \cdot \frac{1}{V_{DD}} = \frac{8V_{DD} \cos^2 \phi}{\pi^2 R}$$

スイッチング電力損失ゼロの条件の導出

$$L_f \text{ のDC電圧ゼロ} \quad V_{DD} = \overline{v_s}$$



$$v_s(\theta) = V_{DD} \left[-2\theta \cot \phi - \pi \cos \phi \cos(\theta + \phi) + \pi \cot \phi \right]$$



$$i_c(\theta)_{\theta=\pi} = \frac{4V_{DD} \cos \phi}{\pi R} \left(\frac{2}{\pi} \cos \phi + \sin \phi \right)$$

スイッチング電力損失ゼロの条件の導出

スイッチング電力損失ゼロ

$$\Rightarrow i_C(\pi) = 0$$

$$\Rightarrow \phi = \phi_{opt} = \arctan(-2/\pi) = -0.567 = -32.5^\circ$$

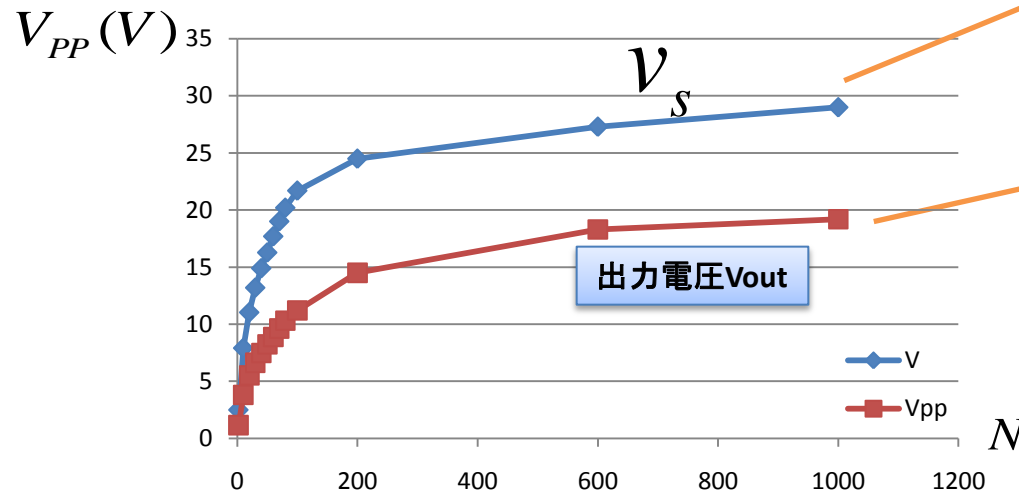
$$v_s(\theta) = V_{DD} [-2\theta \cot \phi - \pi \cos \theta \cos(\theta + \phi) + \pi \cot \phi]$$

$$\left. \begin{array}{l} \theta = \pi \\ \phi = -0.567 \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{V_s}{V_{DD}} \approx 3.14$$

V_s は $v_s(\theta)$ の最大値

$\phi = -0.567$ rad で最大の V_{out} 電圧出力が得られる
そのタイミングは $\omega t (= \theta) = \pi$ のとき

スイッチ電力損失ゼロ条件下で



$$\frac{V_S}{V_{DD}} \approx 3$$

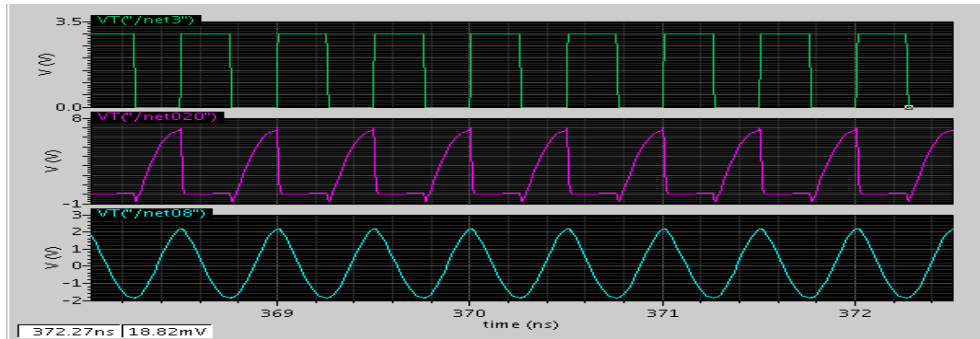
$$\frac{V_{out\ max}}{V_{DD}} = 2$$

$V_{DD} = 10$

入力信号 V_{in}

V_S

出力電圧 V_{out}

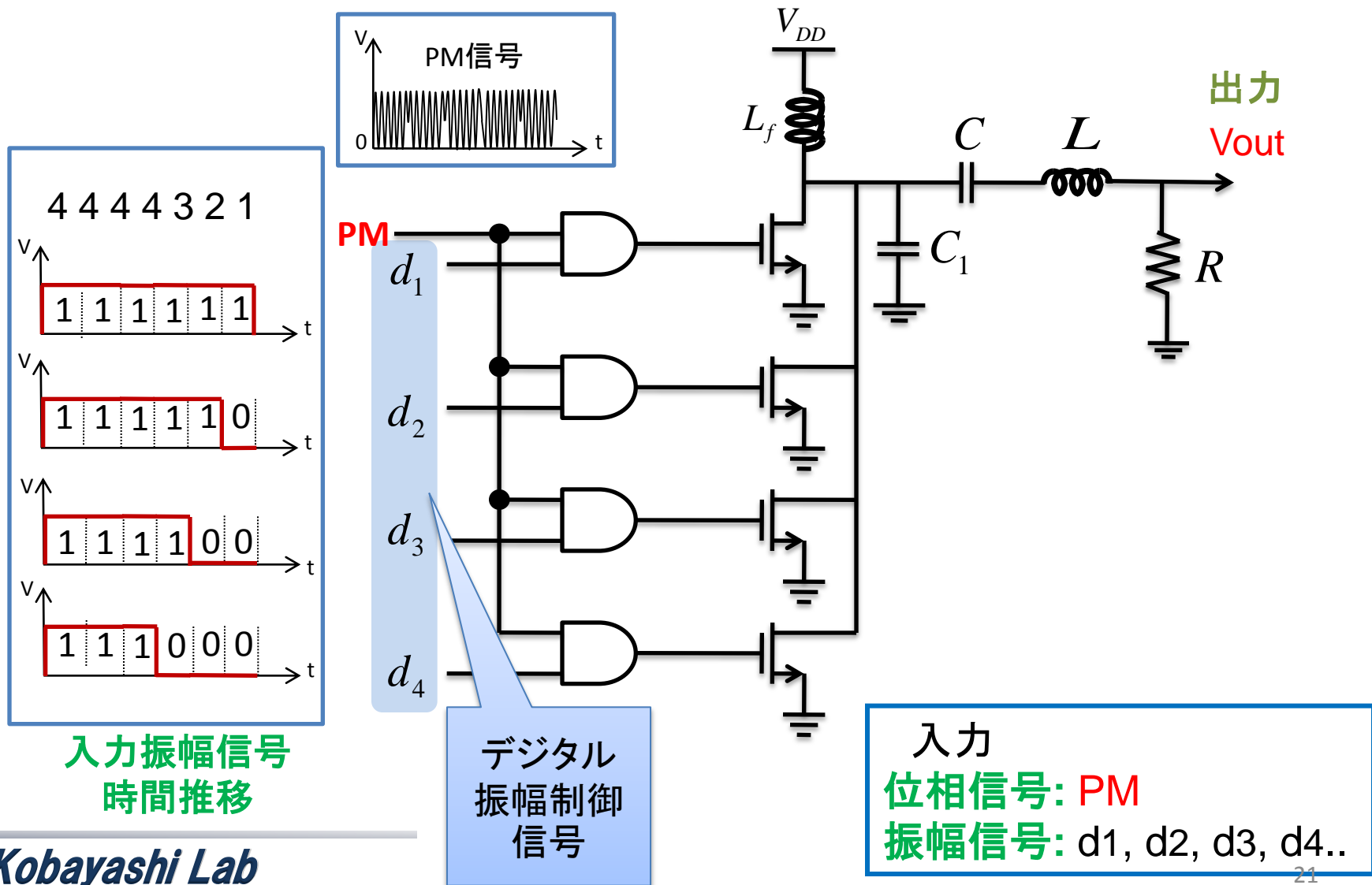


V_S は V_{DD} の3倍, V_{out} は V_{DD} の2倍を確認

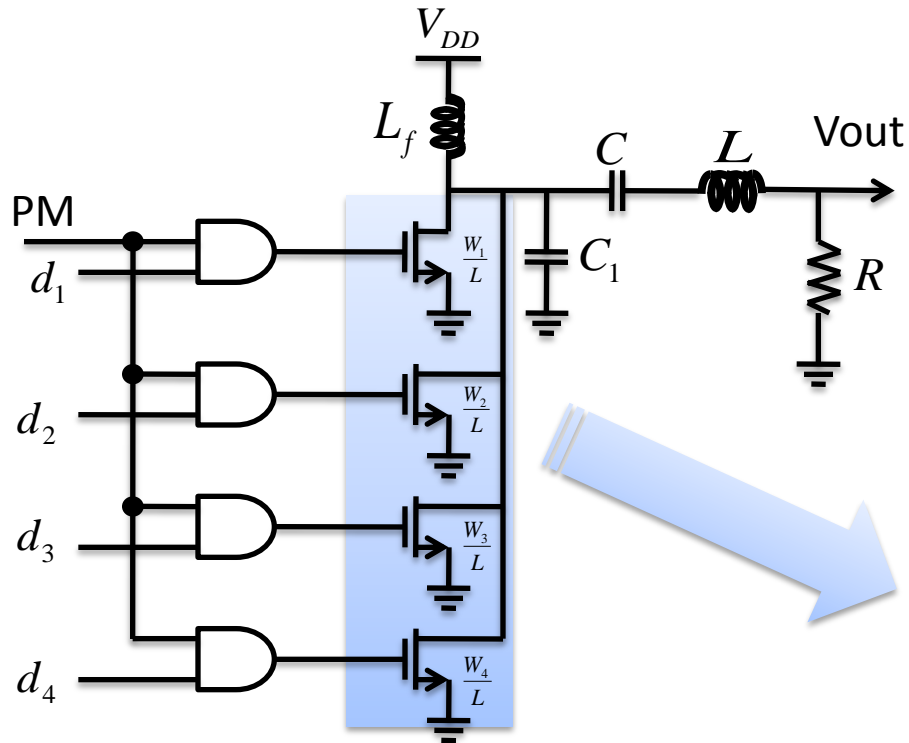
内容

- 研究目的
- E級増幅器
 - 特長
 - 構成
 - 動作
- デジタル振幅制御の検討
 - 構成
 - 動作
 - シミュレーションと考察
- デジタルPWM制御の検討
- まとめ

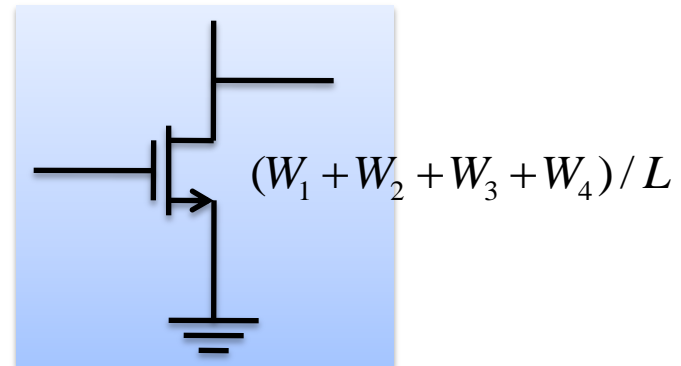
出力電圧のデジタル振幅制御



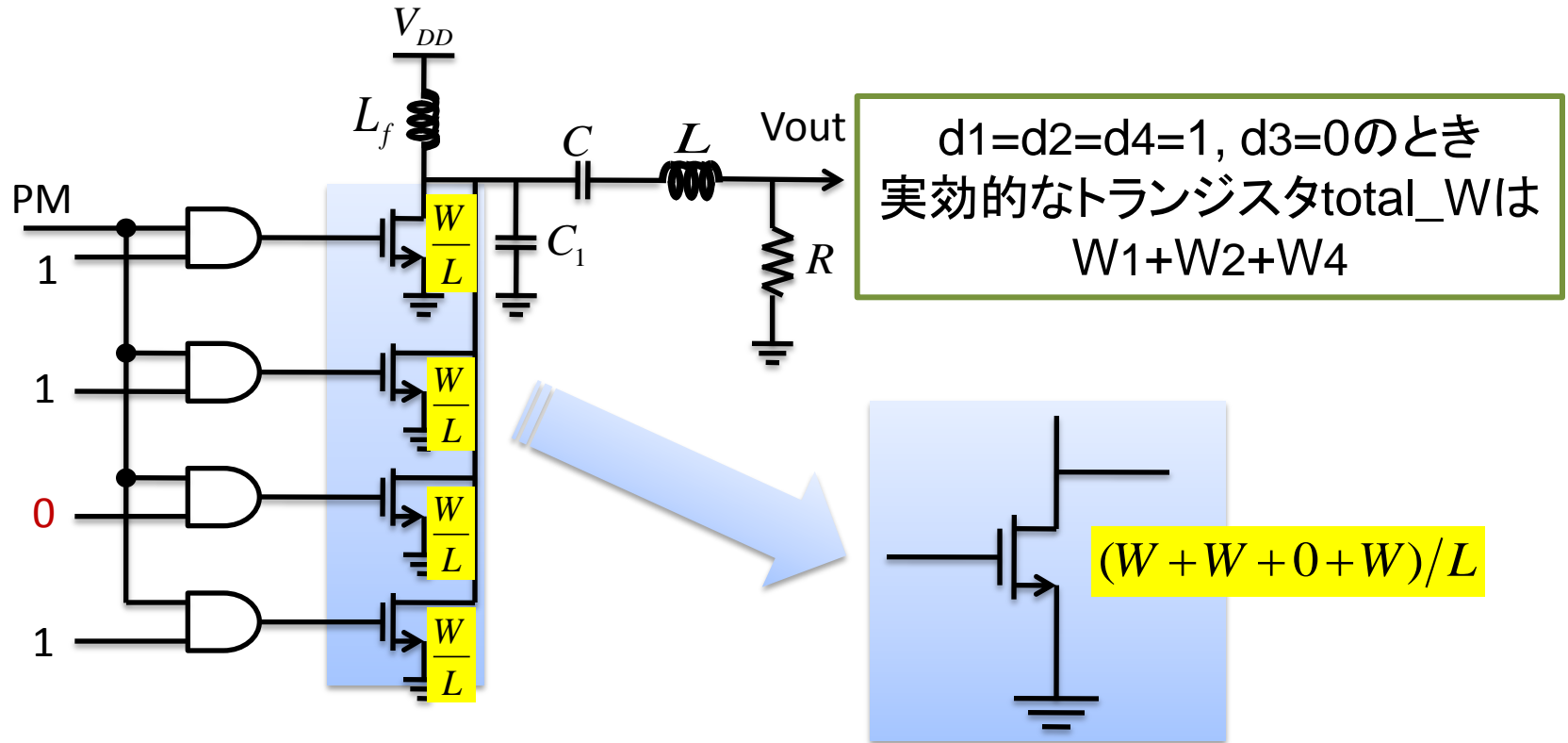
デジタル振幅制御の構成



$d_1=d_2=d_3=d_4=1$ のとき
実効的なトランジスタ $total_W$ は
 $W_1+W_2+W_3+W_4$

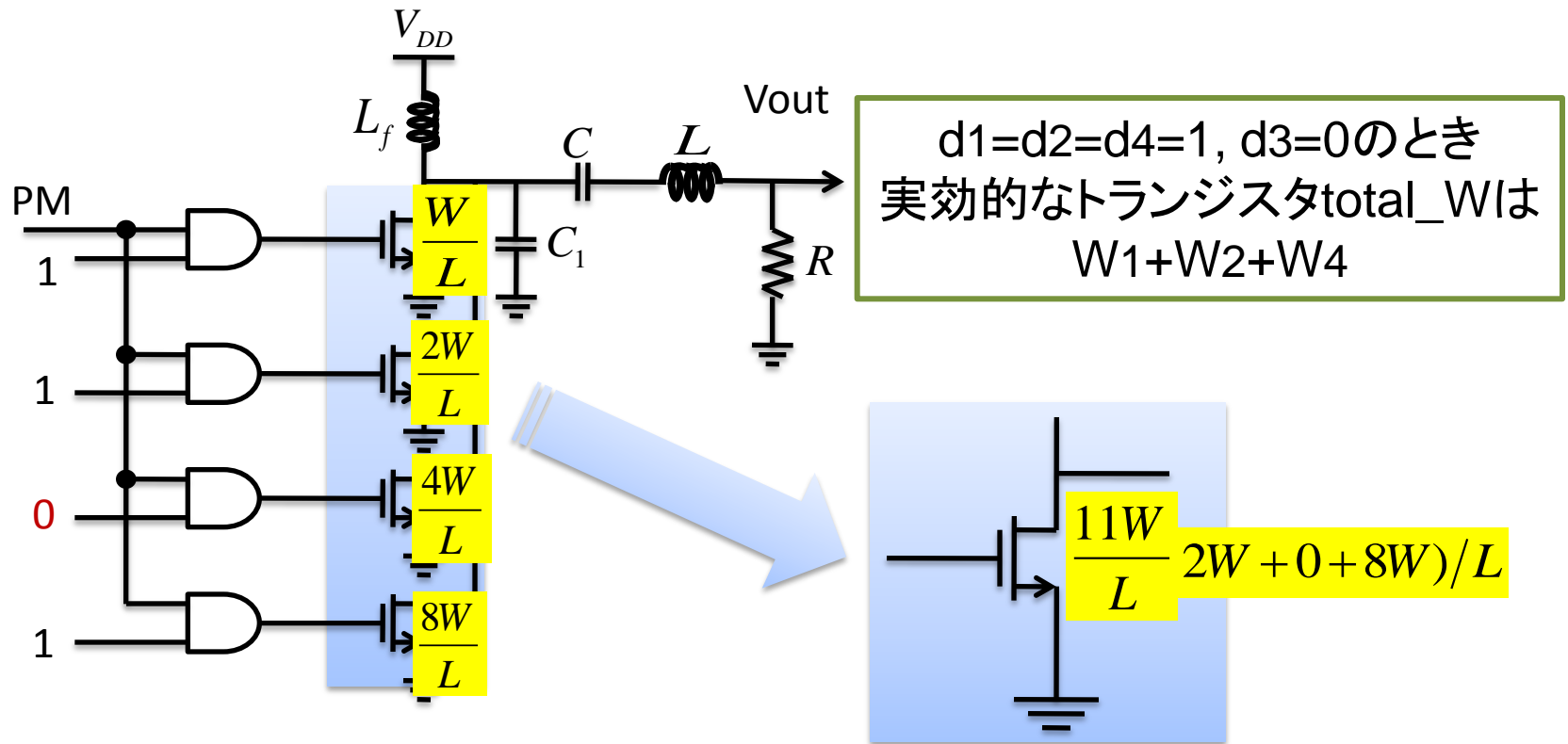


デジタル振幅制御の構成



同じWの場合

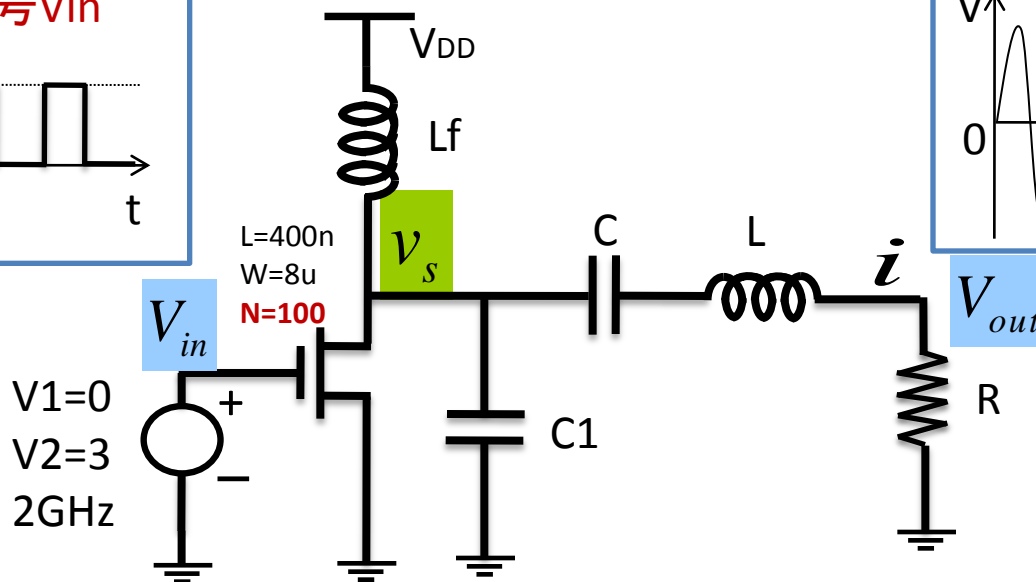
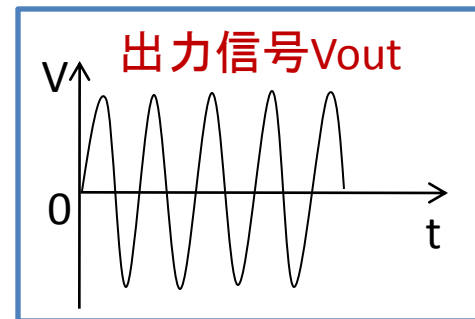
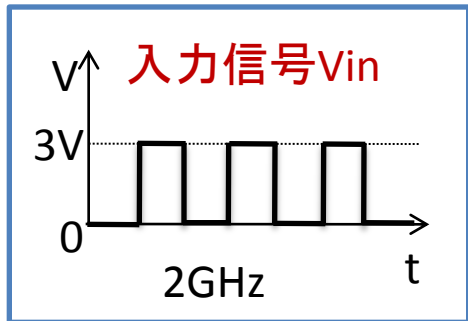
デジタル振幅制御の構成



2進重みづけ W の場合

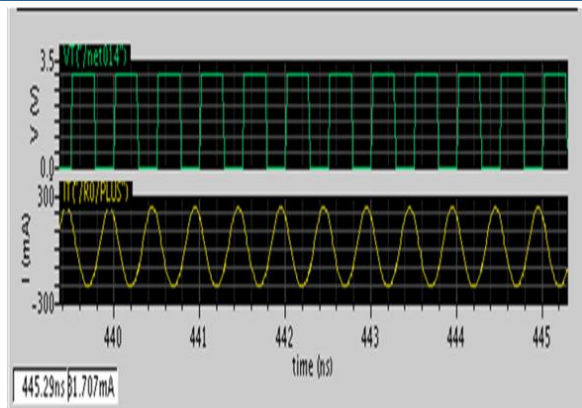
出力電圧とTotal_Wの関係

N による出力電圧変化を調べる



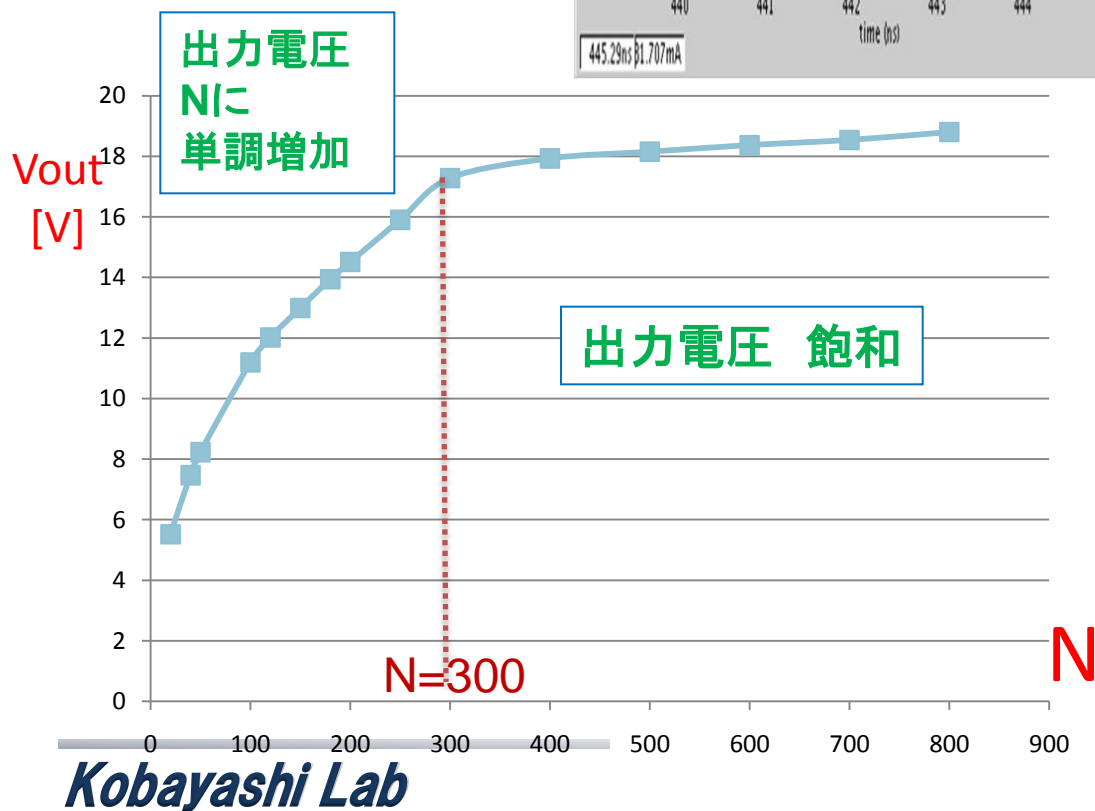
Total W = 1W, 2W, 3W, NW

出力電圧変化のシミュレーション結果



入力信号 V_{in}

出力電圧 V_{out}



N : 並列トランジスタ数
 $Total_width=W*N$

出力電圧 V_{out} が
単調増加する
 $Total_W$ には
範囲がある

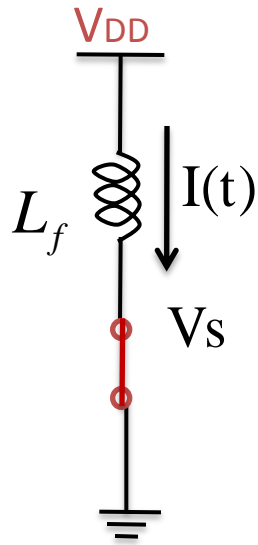
出力電圧変化の考察

- 通常のE級増幅器：
出力電圧が飽和する 十分**大きな**total_Wで使用
(理想スイッチに近い)
- 今回のデジタル制御E級増幅器：
出力電圧が単調増加する **小さな**total_W で使用

なぜ飽和、なぜ単調増加 ？
この理由を考察する

Total_W が大きいとき

理想スイッチと近似



$$\begin{aligned} V_{DD} - V_S \\ &= V_{DD} \\ &= L_f (dI/dt) \end{aligned}$$

$$I(t) = (1/L_f) V_{DD} \cdot t$$



電流 $I(t)$ は時間とともに増加



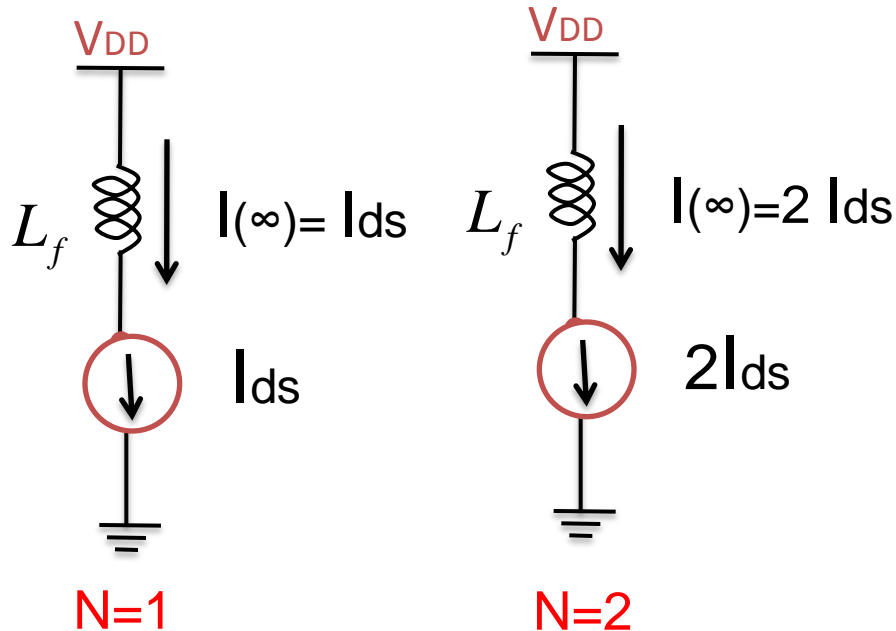
L_f に蓄積されるエネルギーは時間とともに増加

**Nが一定(300)以上になると
Nを大きくしていても
出力電圧が飽和する理由**

Total_W が小さいとき

時間がたったとき
電流源と近似

$$I_{ds} \ll (1/L_f) V_{DD} T$$



出力電流飽和の条件

$$N I_{ds} = (1/L_f) V_{DD} T$$

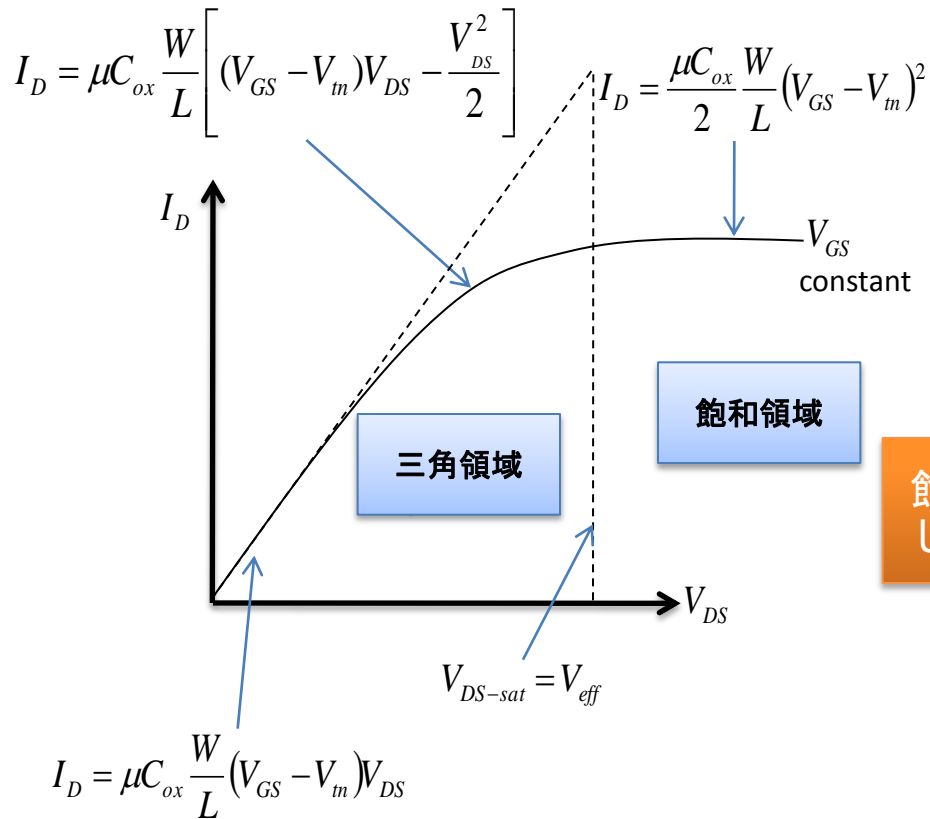
時間がたったとき、
 L_f の電流 $I(\infty)$ は
MOSの飽和電流となる



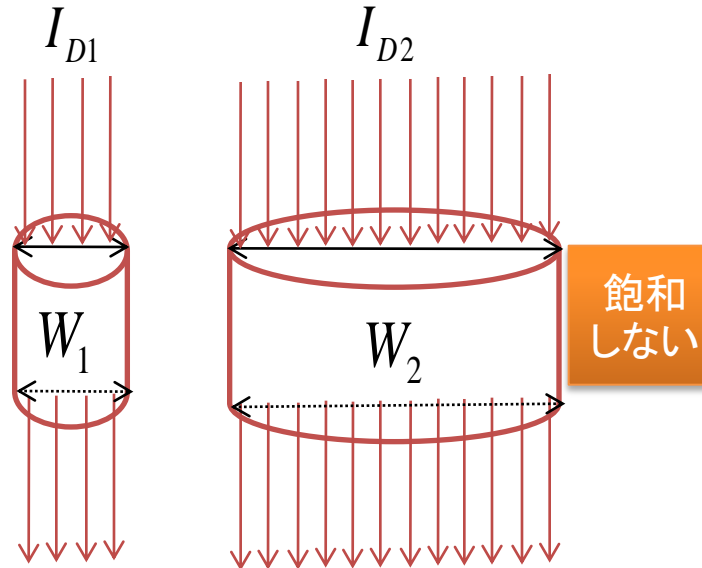
$I(\infty)$ は N に比例する

N が小さい場合
 N に対して出力電圧が
線形増加する理由

MOSTランジスタ電流の計算式



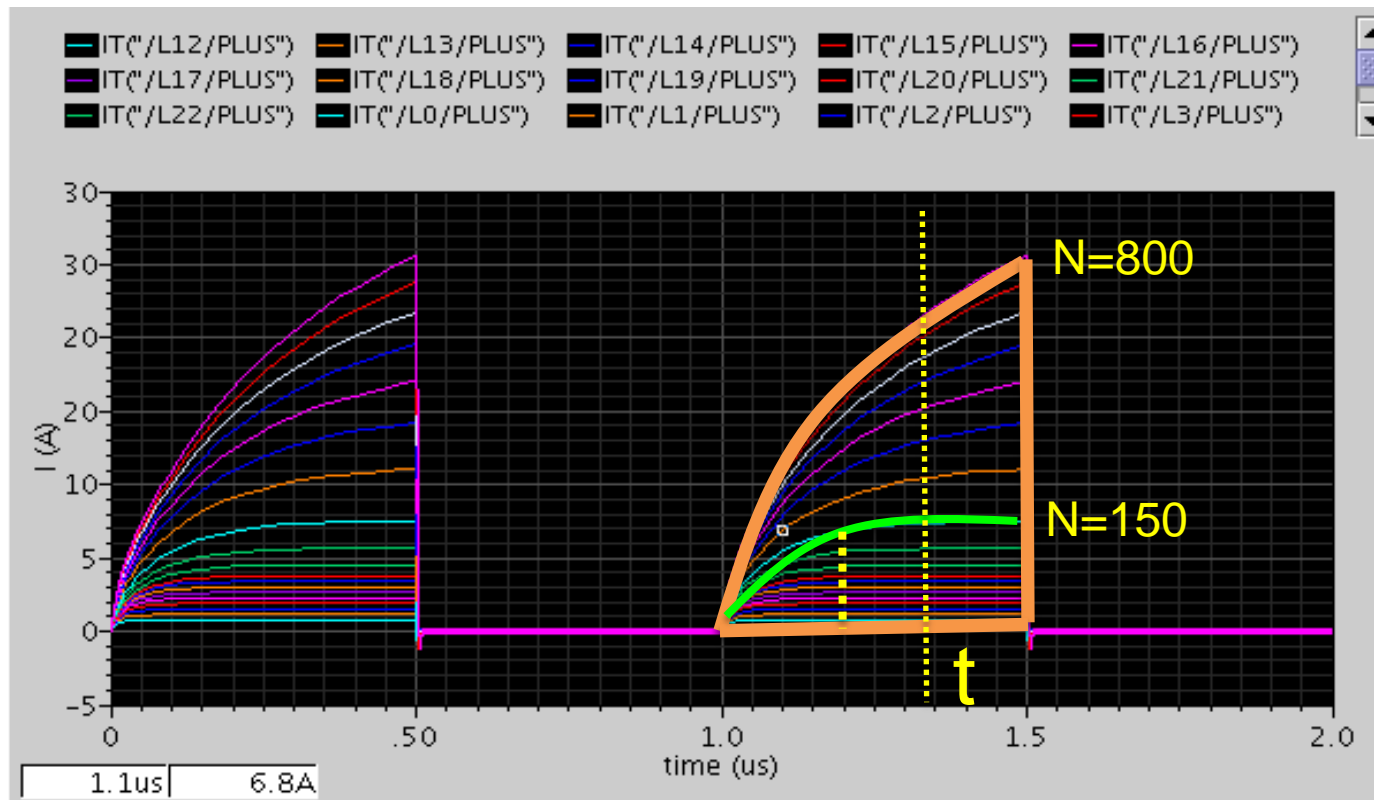
W が増加 $\Rightarrow I_D$ が増加



W が小さい \Rightarrow 飽和し易い

チョークコイル電流とTotal_Wの関係

Change N=20,40,.....300

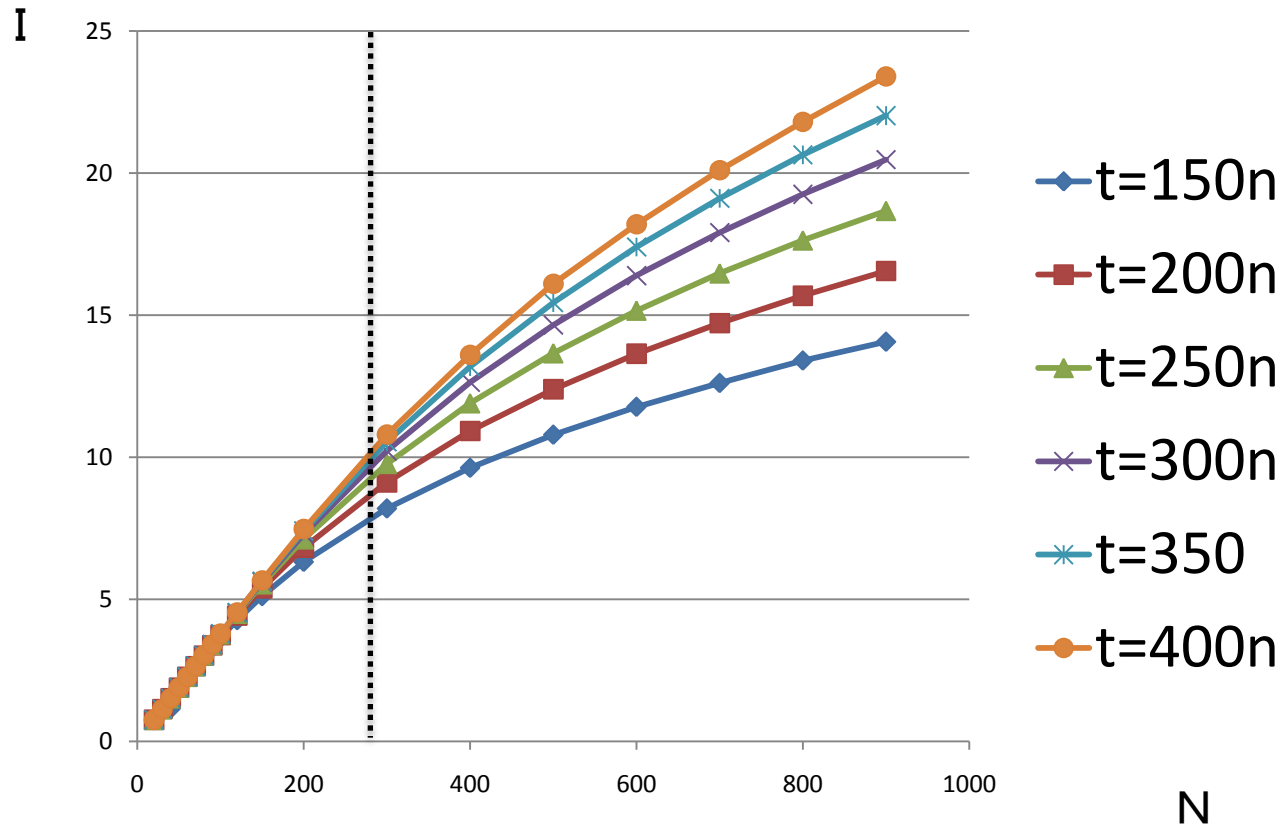


N

800
700
600
500
400
300
200
150
120
100
90
80
70
60
50
40
30
20

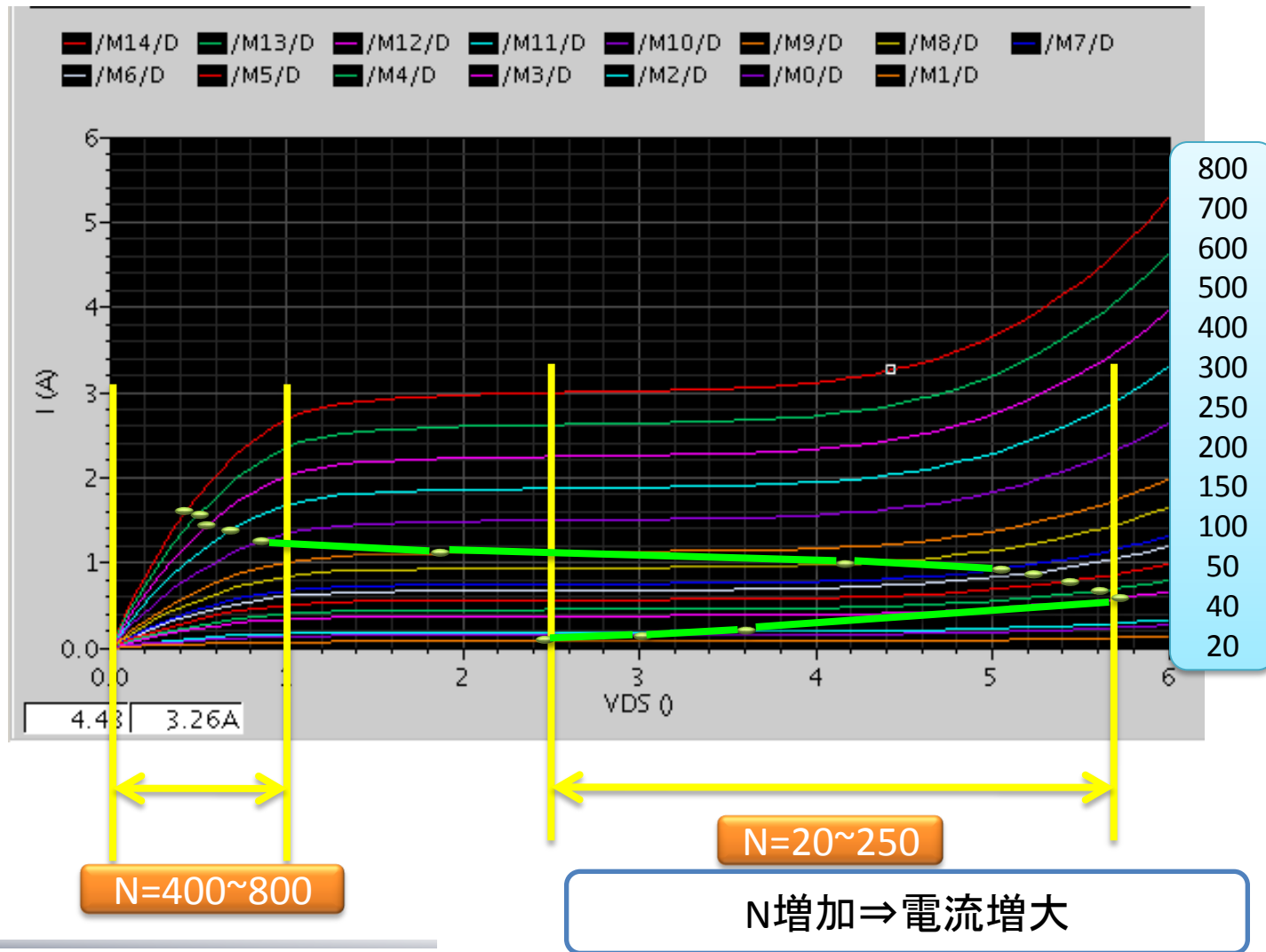
Nが小⇒早く電流飽和

チョークコイル電流とTotal Wの関係



Nが小さい範囲に電流がNより線形的に増加する(時間と関係ない)

MOSTランジスタ電流とTotal Wの関係



デジタル振幅制御の線形性

結果の考察

■ 出力電圧線形性は
N に依存。

V_{out} の最大値 = $2V_{DD}$

■ Nが100以下のとき
出力電圧はNに
ほぼ線形で増加する

■ 出力電圧は V_{DD} に依存

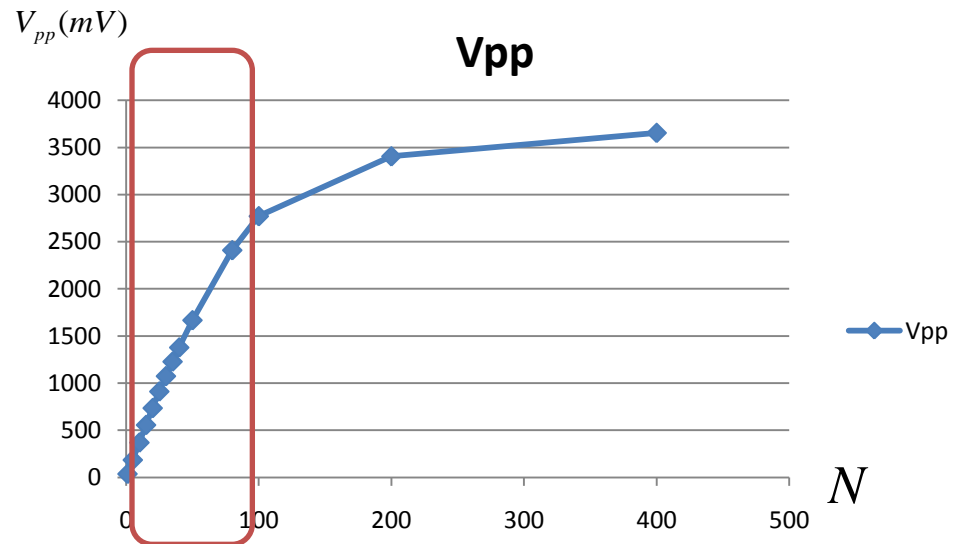
$L=400\text{nH}$, $W=8\mu\text{H}$, $N=1000$

$V_{DD}=2\text{V}$,

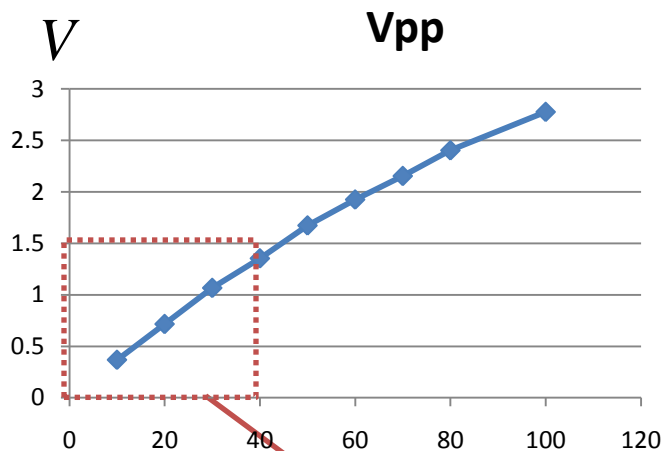
$L_f=21.98\text{nH}$, $C_1=2.33\text{pF}$

$C=2.17\text{pF}$, $L=3.5\text{nH}$,

$R=6.28\text{ohm}$



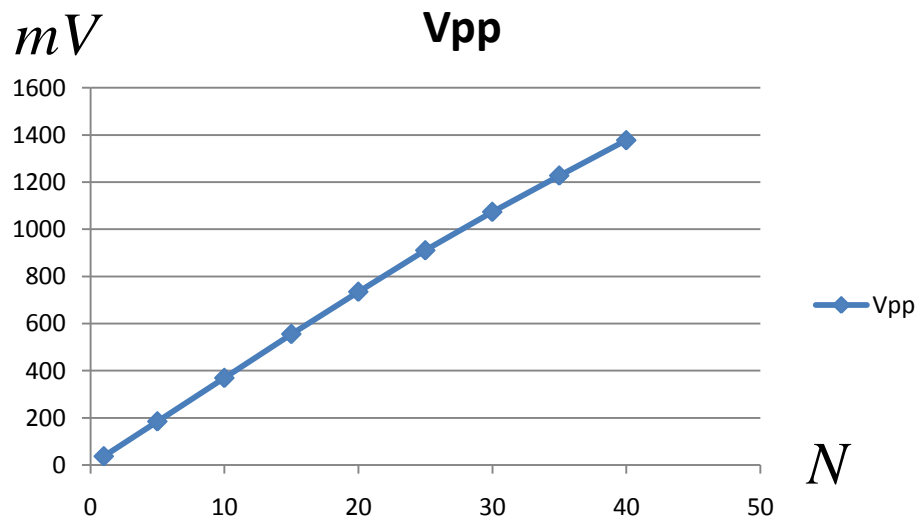
デジタル振幅制御の線形性



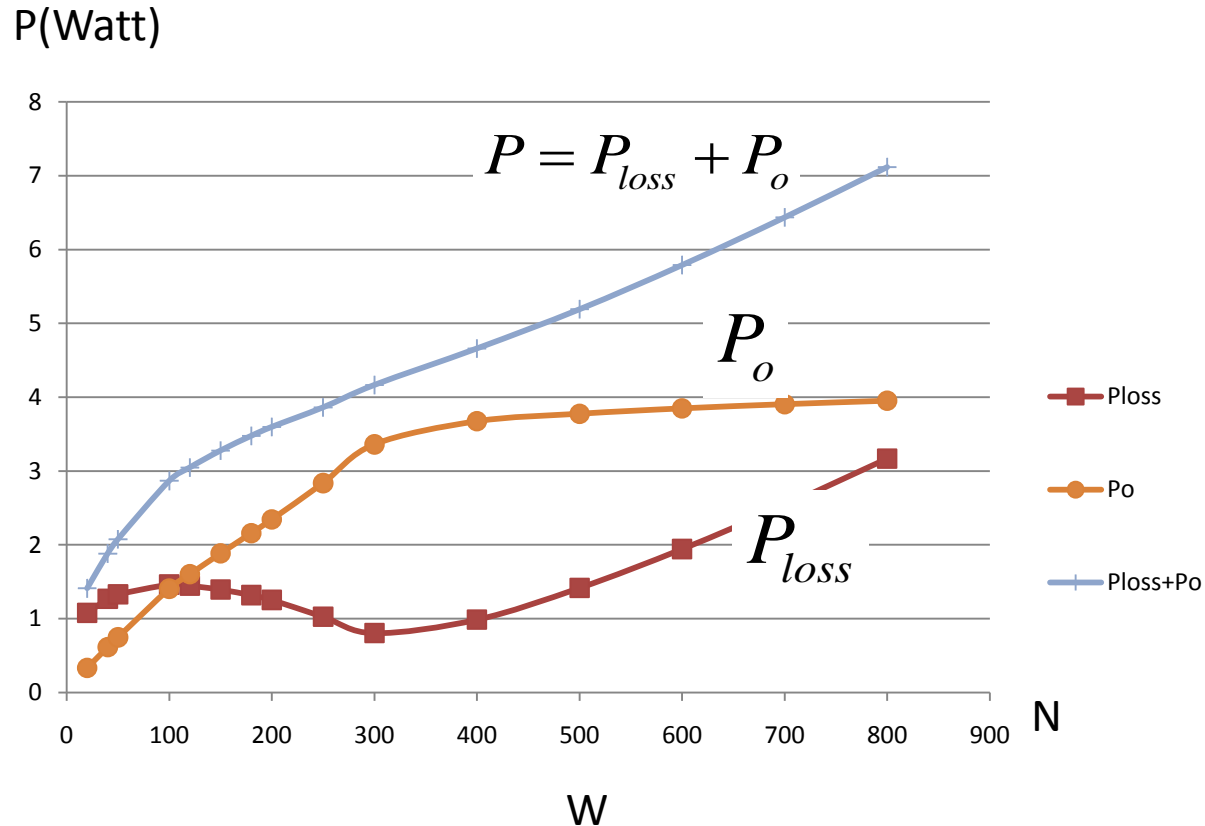
この領域では
ゼロ電圧スイッチングは行われず
厳密にはE級アンプではない。

シミュレーション結果の
拡大表示

$N=0\sim 100$ の場合
出力電圧が
ほぼ線形増加

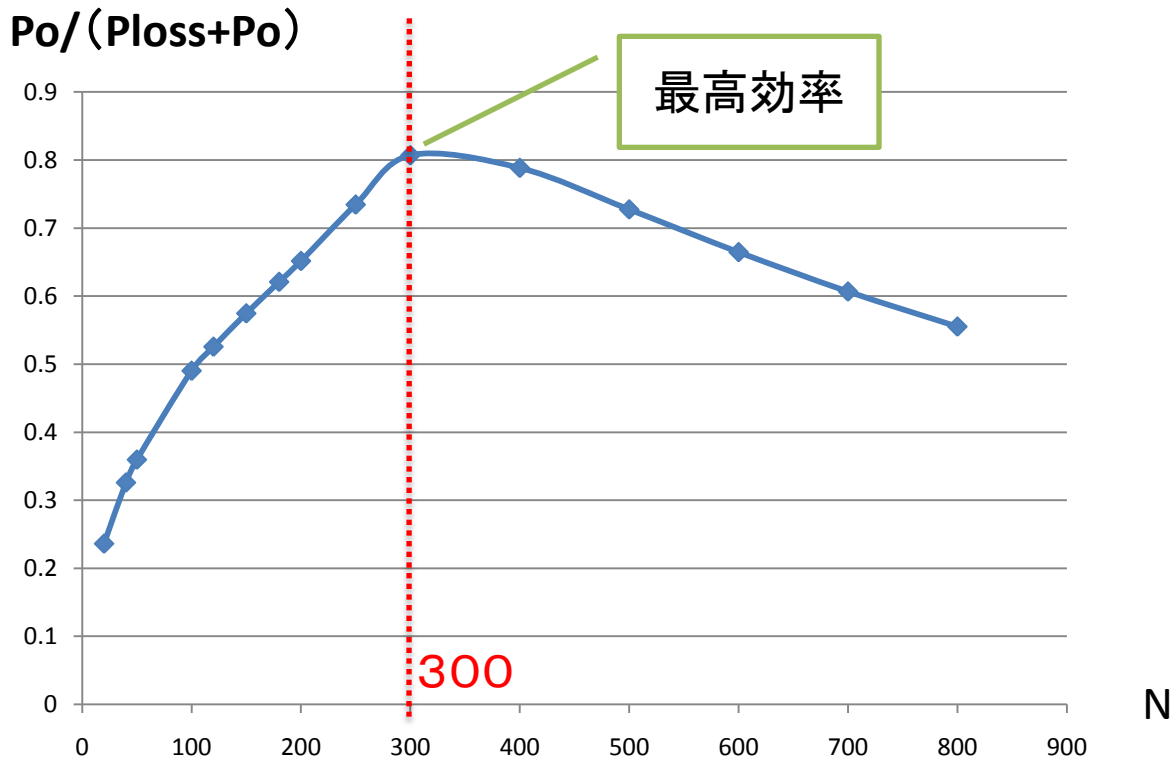


出力電力と効率



Wを増加⇒出力電力は増加
Wが大⇒損失電力と出力電力の和が増加

E級増幅器の効率



$N > 300$ で、効率は減少
 $N < 300$ で、効率は増加

効率の考察

- 通常のE級アンプ

(Nに対して出力電圧が飽和する場合)

必要最小値のNを用いるのが最も効率が高い

- デジタル振幅制御E級アンプ

(Nに対して出力電圧が線形増加)

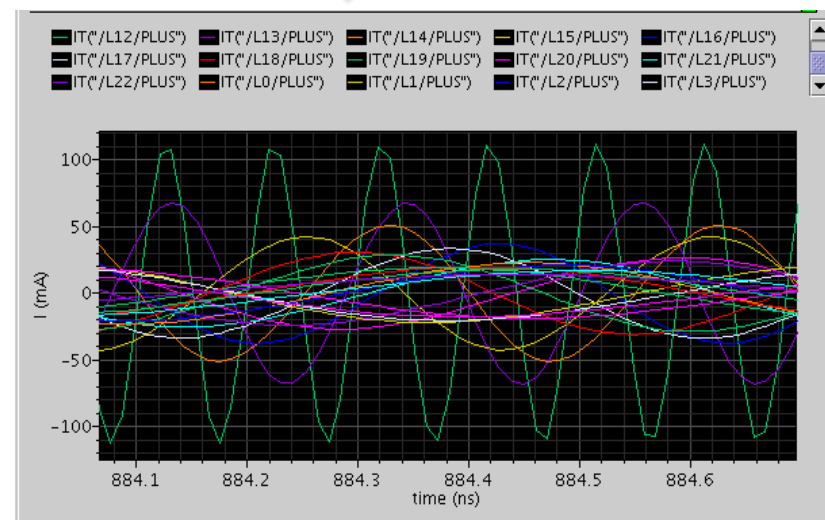
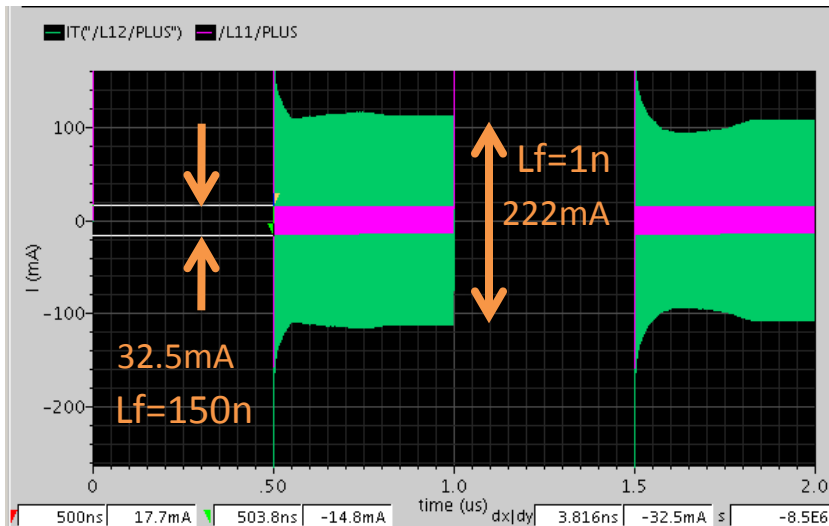
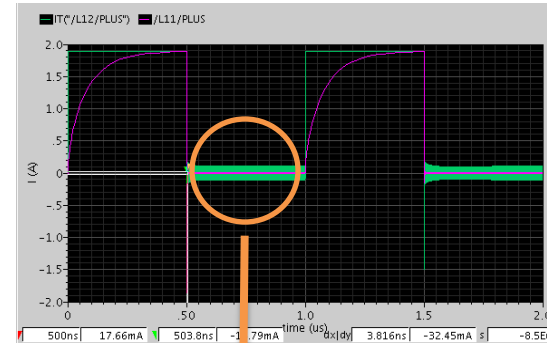
通常のE級アンプより効率低下することが判明

Lf の変化による電流値の変化

チョークコイル Lf 値が大



その電流リップルが小



内容

- 研究目的
- E級増幅器
 - 特長
 - 構成
 - 動作
- デジタル振幅制御の検討
 - 構成
 - 動作
 - シミュレーションと考察
- デジタルPWM制御の検討
- まとめ

E級増幅器効率に影響する要素

- Duty Ratio -

- E級増幅器の最大効率は入力の「Duty Ratio」に依存
- 従来理論は、Duty Ratio = 50%の場合、

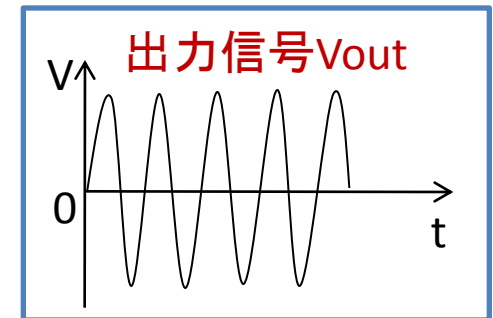
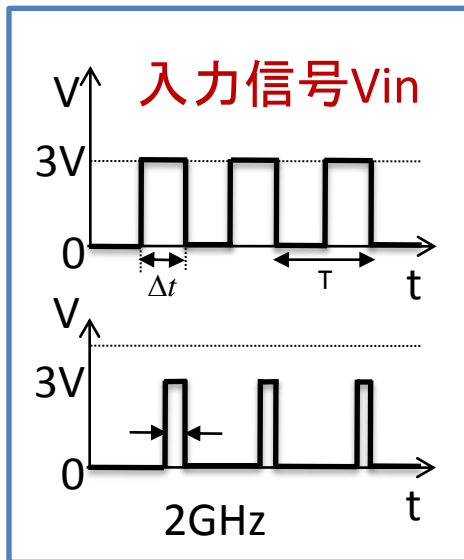
E級増幅器の効率が最大。

- 考察結果: $DutyRatio = \frac{T_1}{T_1 + T_2}$ の場合、

E級増幅器の効率が最大になることが判明。

入力信号Duty Ratio

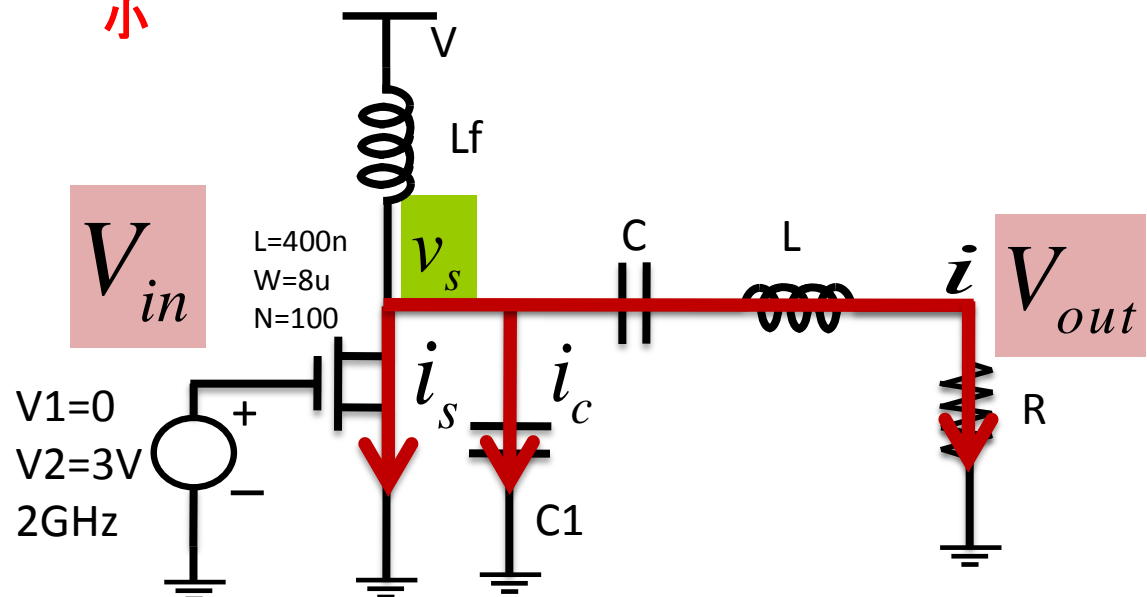
PWM信号



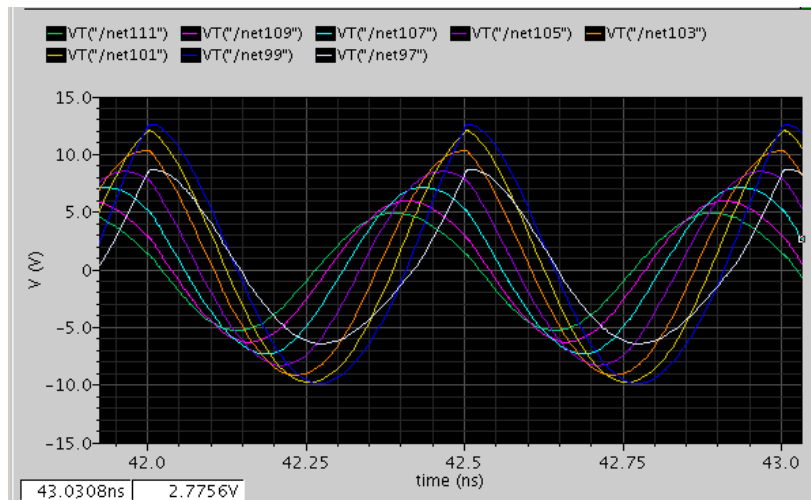
Duty Ratio
大

Duty Ratio
小

$$\text{Duty Ratio} = \frac{\Delta t}{T}$$

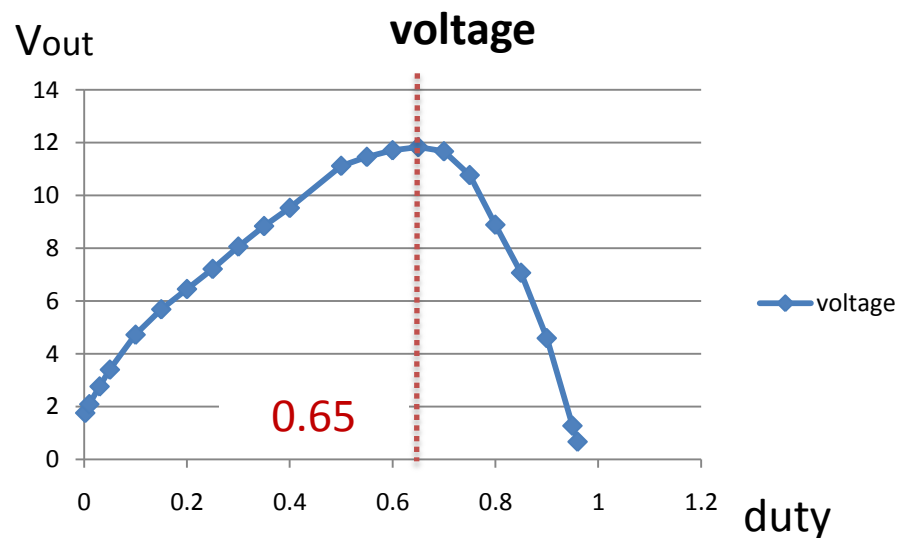


入力信号Duty Ratioと出力電圧振幅



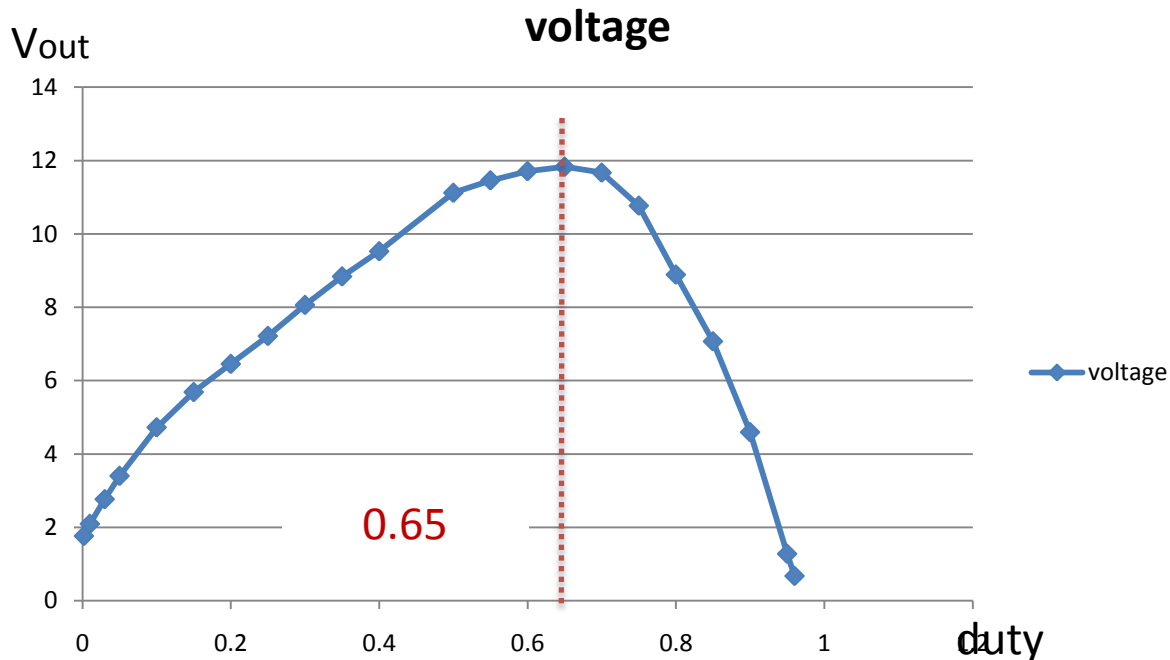
Duty Ratio=0~0.65
⇒ 出力電圧増加

Duty Ratio=0.65~1
⇒ 出力電圧減少

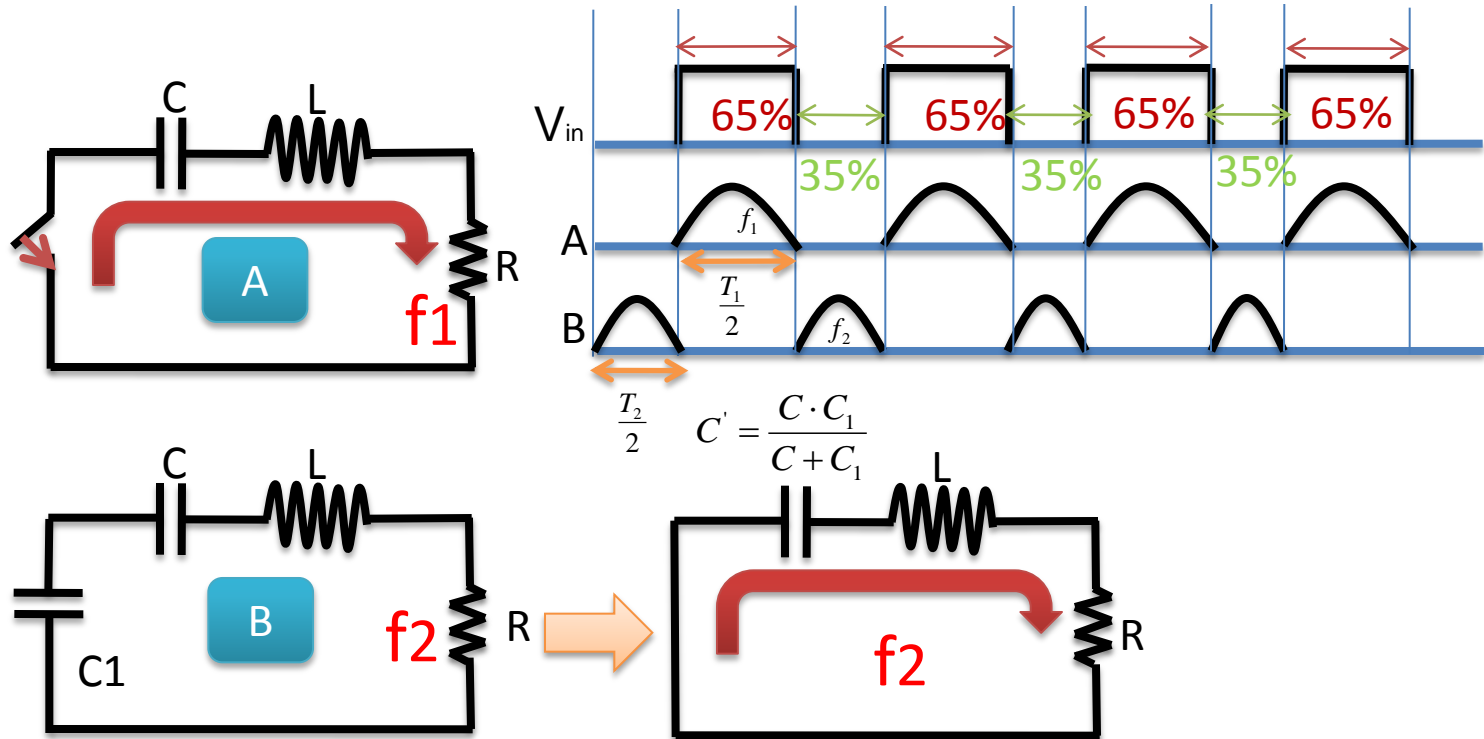


デジタルPWMによる出力電圧振幅制御

- 入力信号 Duty RatioをデジタルPWM信号生成回路で構成することで、出力電圧振幅をデジタル制御可能



出力電圧振幅最大値の入力信号Duty Ratio



$C' < C \Rightarrow f_2 > f_1 \Rightarrow T_2 < T_1$
 ドライン信号周期 $T = \frac{T_1 + T_2}{2}$
 Duty = $\frac{T_1}{T_1 + T_2}$ } \Rightarrow 出力最大

理論計算による検証

$$C = 1.18\text{pF}$$

$$C_1 = 1.267\text{pF}$$

$$L = 40.376\text{nH}$$

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C \cdot C_1}{C + C_1}}}$$

$$D = T_1 / (T_2 + T_2) = 0.58$$

シミュレーション結果
($D=0.65$)に近い結果が
得られた



内容

- 研究目的
- E級増幅器
 - 特長
 - 構成
 - 動作
- デジタル振幅制御の検討
 - 構成
 - 動作
 - シミュレーションと考察
- デジタルPWM制御の検討
- まとめ

まとめ

- E級電力増幅器の構成、動作を示した。
- 高効率電力増幅器を得るための、設計条件を示した。
- デジタル振幅制御の構成、回路、トランジスタサイズ、効率について考察した。
- 出力電圧振幅最大値を得るための入力信号Duty Ratioを求めた。

今後の課題

- デジタル振幅制御の送信システムへの応用
 - 効率改善する方式の検討
 - 回路実現・評価